19. JAHRGANG **Funkschau** DEZEMBER 1947 Nr. 12

Neue Röhren: VCH 11 und VF 14

Nachdem Telefunken in der Nachkriegszeit bereits eine wichtige neue Röhre, die VEL 11[1]), herausbringen konnte und damit dokumentiert hat, daß das Stiefkind unter den Allstromserien, die V-Reihe, weiter ausgebaut werden soll, wurden jetzt in der V-Serie zwei weitere neue Röhren entwickelt. Man nahm zwei bereits bestehende Röhrentypen aus anderen Serien, die UCH 11 und die EF 14, und versah sie mit dem Heizfaden der 50 mA-Serie. Damit waren die zwei neuen Röhren, die VCH 11 und die VF 14, geboren.

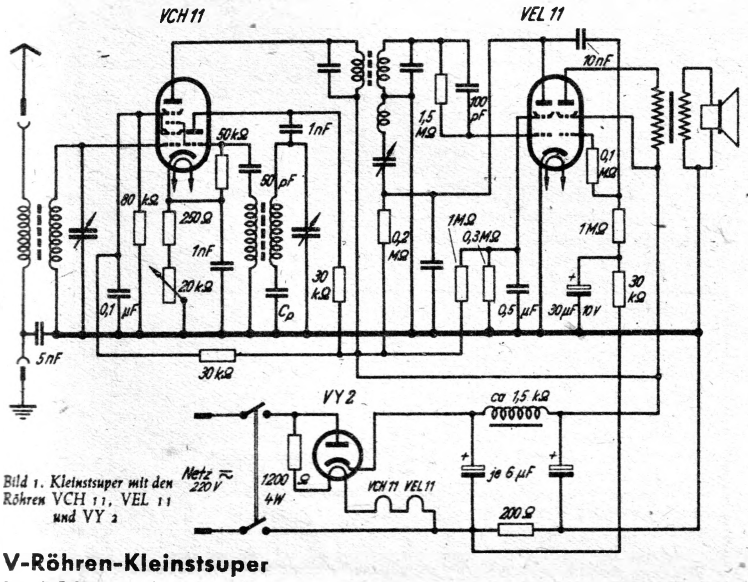


Bild 1. Kleinstsuper mit den Röhren VCH 11, VEL 11 und VY 2

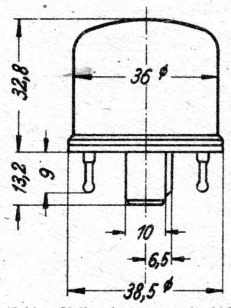


Bild 2. Kolbenabmessungen der VCH 11 und VF 14

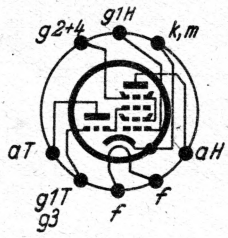


Bild 3. Sockelschaltbild der VCH 11

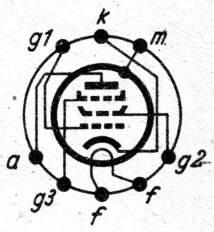


Bild 4. Sockelschaltbild der VF 14

V-Röhren-Kleinstsuper

Die VCH 11 ist eine wichtige Röhre und gestattet jetzt auch einen V-Röhren-Super aufzubauen, und zwar in seiner einfachsten Form als Kleinstsuper mit der VCH 11, VEL 11 und der VY 2 (siehe Bild 1). In der VCH 11 wird die Zwischenfrequenz erzeugt, der Hf-Tetrodenteil der VEL 11 ist als Audion (mit Rückkopplung) geschaltet und richtet die Zwischenfrequenz gleich, und im Nf-Tetrodenteil der VEL 11 findet die Leistungsverstärkung der gebildeten Niederfrequenz statt. In ihren Daten — außer in den Heizdaten — entspricht die VCH 11 völlig der UCH 11.

Verwendungsmöglichkeiten der neuen Röhren

Die Verwendung der neuen VF 14 wird sich im großen und ganzen auf Spezialfälle beschränken. Besonders die Kurzwellenfreunde werden erfreut sein, daß es

[1]) Siehe „FUNKSCHAU" 1947, Heft 2/3, Seite 17.

Daten der Triode-Hexode VCH 11

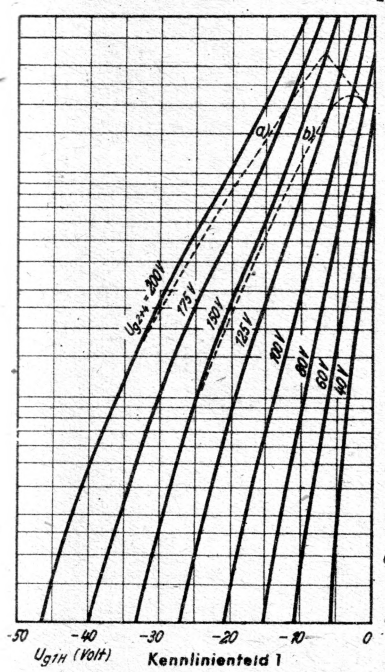
Heizung:

Indirekt geheizte Katode für Allstrom		
Heizspannung	U_f	40 Volt ≂
Heizstrom	I_f	50 mA ind

Meßwerte (statisch)

1. Triodenteil:					
Anodenspannung	U_{aT}	150	115	100	60 Volt
Gittervorspannung	U_{g1T}	0	— 8	0	— 5 Volt
Anodenstrom	I_{aT}	21	0,5	12	0,2 mA
Steilheit	S	3,2	0,2	3	0,2 mA/V
Durchgriff	D	5,8	6	5,8	6 %
Innenwiderstand	R_i	5,4	81	5,8	81 kΩ
Siehe auch das Kennlinienfeld 5					
2. Hexodenteil:					
Anodenspannung	U_{aH}	200		100 Volt	
Schirmgitterspannung	U_{g2}	80		40 Volt	
Gitterspannung	U_{g3}	— 8		— 5 Volt	
Gittervorspannung	U_{g1H}	— 2		— 1 Volt	
Anodenstrom	I_{aH}	2,0		0,6 mA	
Schirmgitterstrom	I_{g2+4}	3,0		1,4 mA	
Mischsteilheit	S_c	0,68		0,5 mA/V	
Innenwiderstand	R_i	1		1 MΩ	
(Siehe auch die Kennlinienfelder 1, 2 und 6 . . . 9)					

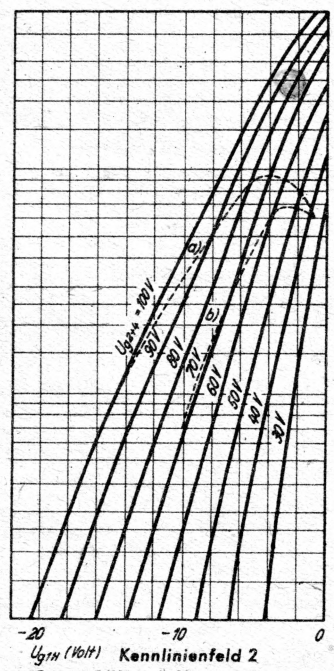
Kennlinienfeld 1



Kennlinienfeld 1

$I_{aH} = f(U_{g1H})$; U_{g2+4} = Parameter; U_b = 200 Volt; R_{aT} = 30 kΩ; $U_{osz} = U_{g1T} = U_{g3H} = I_{g1T} \times 50\,k\Omega = -8$ Volt;

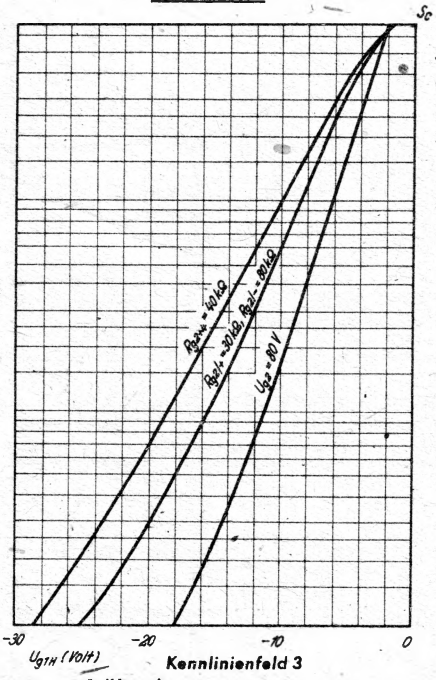
Kennlinienfeld 2



Kennlinienfeld 2

$I_{aH} = f(U_{g1H})$; U_{g2+4} = Parameter; U_b = 100 Volt; R_{aT} = 30 kΩ; $U_{osz} = U_{g1T} = U_{g3H} = I_{g1T} \times 50\,k\Omega = -5$ Volt.

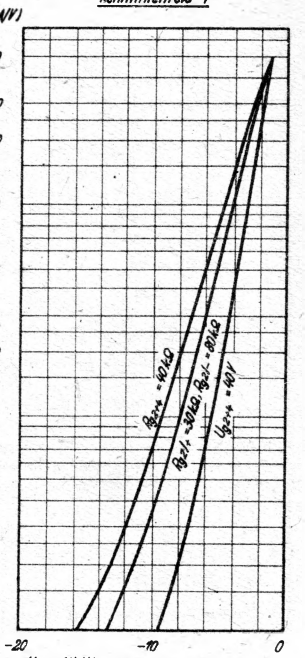
Kennlinienfeld 3



Kennlinienfeld 3

$S_c = f(U_{g1H})$; U_b = 200 Volt; R_{aT} = 30 kΩ; $U_{osz} = U_{g1T} = U_{g3H} = I_{g1T} \times 50\,k\Omega = -8$ Volt.

Kennlinienfeld 4

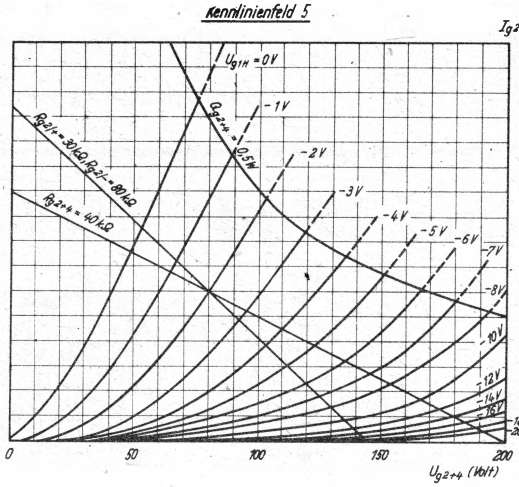


Kennlinienfeld 4

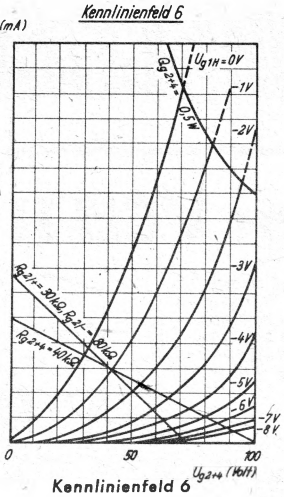
$S_c = f(U_{g1H})$; U_b = 100 Volt; R_{aT} = 30 kΩ; $U_{osz} = U_{g1T} = U_{g3H} = I_{gT} \times 50\,k\Omega = -5$ Volt.

Eingezeichneter Arbeitspunktverlauf bei a) R_{g2+4} = 40 kΩ (voll gleitend; b) $R_{g2/+}$ = 30 kΩ, $R_{g2/-}$ = 80 kΩ (schwach gleitend).

Kennlinienfeld 5



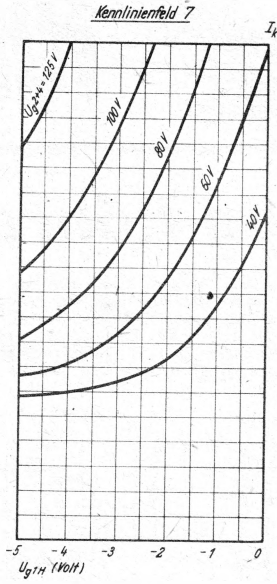
Kennlinienfeld 6



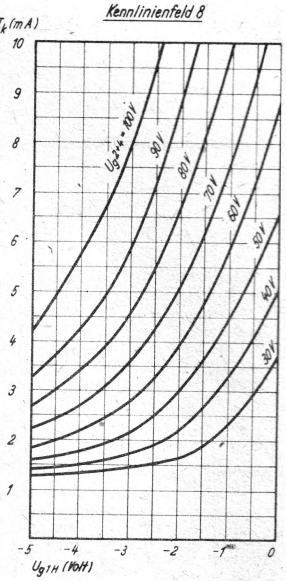
Kennlinienfeld 5
$I_{g2+4} = f(U_{g2+4})$; U_{g1H} = Parameter; U_b = 200 Volt; $U_{osz} = U_{g1T} = U_{g3H} = I_{g1T} \times 50\ k\Omega = -8$ Volt

Kennlinienfeld 6
$I_{g2+4} = f(U_{g2+4})$; U_{g1H} = Parameter; U_b = 100 Volt; $U_{osz} = U_{g1T} = U_{g3H} = I_{g1T} \times 50\ k\Omega = 5$ Volt

Kennlinienfeld 7



Kennlinienfeld 8



Kennlinienfeld 7
$I_k = f(U_{g1H})$; U_{g2+4} = Parameter; U_b = 200 Volt; R_{aT} = 30 kΩ; $U_{osz} = U_{g1T} = U_{g3H} = I_{g1T} \times 50\ k\Omega = -8$ Volt

Kennlinienfeld 8
$I_k = f(U_{g1H})$; U_{g2+4} = Parameter; U_b = 100 Volt; R_{aT} = 30 kΩ; $U_{osz} = U_{g1T} = U_{g3H} = I_{g1T} \times 50\ k\Omega = -5$ Volt

jetzt auch eine rauscharme, steile Universalpentode mit gesondert herausgeführtem Bremsgitter für Allstrombetrieb gibt. Über den ursprünglichen Verwendungszweck — UKW — Breitbandverstärkung für Fernsehempfänger und verzerrungsarme Verstärkung im Antennenverstärker — ist die EF 14 in den letzten Jahren ja weit hinausgewachsen und ist eine wirkliche Universalpentode geworden. Es gilt auch für die VF 14 die gleiche universelle Verwendungsmöglichkeit. Man kann sie verwenden als Hf-Pentode für Breitbandverstärkung (Bremsgitter an Katode), als Hf-Tetrode für Antennenverstärker zur Kennlinienlinearisierung (Bremsgitter an Anode), als Hf-Tetrode für Breitbandverstärkung (Bremsgitter an Schirmgitter), als Hf-Pentode für große Aussteuerfähigkeit (Bremsgitter mit positiver Vorspannung), als Nf-Tetrode mit Trafokopplung (Bremsgitter an Anode), als Nf-Verstärker mit RC-Kopplung (Bremsgitter an Katode, Bremsgitter mit positiver Vorspannung und Bremsgitter an Anode), als Nf-Triode mit RC-Kopplung, als Regelpentode, zur additiven Mischverstärkung in Pentodenschaltung (fremderregt und eigenerregt), zur multiplikativen Mischverstärkung in Pentodenschaltung, zur additiven Mischverstärkung in Triodenschaltung, als Audion mit Drosselkopplung, als Audion mit RC-Kopplung, als Endtetrode (Sprechleistung 1,8 Watt), als Endtriode (Sprechleistung 1 Watt) und in Gegentakt AB-Schaltung (Sprechleistung 5,1 Watt). In einigen Punkten weichen die Betriebsdaten der VF 14 von denen der EF 14 ab, da sie auf eine Anodenspannung von 200 Volt bezogen wurden.

Daten der Triode-Hexode VCH 11 (Fortsetzung)

Betriebswerte

1. Triodenteil (in schwingendem Zustande, bei mittlerer Kreisgüte):

Betriebsspannung	U_b	200	100 Volt
Anodenvorwiderstand	R_{aT}	30	30 kΩ
Anodenspannung	U_{aT}	115	60 Volt
Oszillatorspannung[1])	U_{osz}	— 8	— 5 Volt
Anodenstrom	I_{aT}	2,85	1,3 mA
Gitterableitwiderstand	R_{g1T}	50	50 kΩ

2. Hexodenteil:

a) Schirmgitterspannung fest

Anodenspannung	U_{aH}	200	100 Volt
Schirmgitterspannung	U_{g2+4}	80	40 Volt
Oszillatorspannung[1])	U_{g3}	— 8	— 5 Volt
Katodenwiderstand	R_k	250	250 Ω

Regelbereich		1 : 100 : 400 (opt)			1 : 100 : 300 (opt)			
Gittervorspannung	U_{g1H}	— 2	— 12	— 16	— 1	— 6,5	— 8,5	Volt
Mischsteilheit	S_c	680	6,8	1,7	500	5	1,6	μA/V
Innenwiderstand	R_i	>1	>10	>10	>1	>10	>10	MΩ

b) Schirmgitterspannung über Vorwiderstand: R_{g2+4} = 40 kΩ (voll gleitend)

Betriebsspannung	U_b	200	100 Volt
Oszillatorspannung[1])	U_{g3}	— 8	— 5 Volt
Katodenwiderstand	R_k	250	250 Ω

Regelbereich		1 : 100 : 400 (opt)			1 : 100 : 300 (opt)			
Schirmgitterspannung	U_{g2+4}	80	194	199	41	96	98	Volt
Gittervorspannung	U_{g1H}	— 2	— 20	— 26	— 1	— 11	— 13,5	Volt
Mischsteilheit	S_c	680	6,8	1,7	510	5,1	1,7	μA/V
Innenwiderstand	R_i	>1	>0,5	>0,8	>1	>0,9	>1	MΩ

c) Schirmgitterspannung über Spannungsteiler: $R_{g2/+}$ = 30 kΩ, $R_{g2/-}$ = 80 kΩ (schwach gleitend)

Betriebsspannung	U_b	200	100 Volt
Oszillatorspannung[1])	U_{g3}	—8	—5 Volt
Katodenwiderstand	R_k	250	250 Ω

Regelbereich		1 : 100 : 400 (opt)			1 : 100 : 300 (opt)			
Schirmgitterspannung	U_{g2+4}	80	143	145	41	72	72,5	Volt
Gittervorspannung	U_{g1}	— 2	— 17	— 22,5	— 1	— 9,5	— 12	Volt
Mischsteilheit	S_c	680	6,8	1,7	510	5,1	1,7	μA/V
Innenwiderstand	R_i	>1	>7	>10	>1	>5	>10	MΩ

[1]) Im schwingenden Zustande ist $U_{osz} = -U_{g1T} = -U_{g3H} = -I_{g1T} \times R_{g1T}$ (50 kΩ). — Zur Konstanthaltung der Schwingamplitude im Kurzwellengebiet ist ein zusätzlicher Dämpfungswiderstand R_d zweckmäßig.

Grenzwerte

			des Triodenteils	des Hexodenteils
Anodenspannung	$U_{a\,max}$		150	250 Volt
Anodenkaltspannung	$U_{aL\,max}$		550	550 Volt
Schirmgitterspannung	$U_{g2+4\,max}$	I_{aH} = 2 mA	—	125 Volt
		$I_{aH} \leq$ 1 mA	—	250 Volt
Schirmgitterkaltspannung	$U_{g2+4\,L\,max}$		—	550 Volt
Anodenverlustleistung	$Q_{a\,max}$		1	1,5 Watt
Schirmgitterbelastung	$Q_{g2\,max}$		—	0,5 Watt
Innenwiderstand	$R_{i\,min}$	bei U_a = 200 V, U_{g2} = 80 V, I_a = 2 mA	—	0,7 MΩ
		bei U_a = 100 V, U_{g2} = 40 V, I_a = 0,6 mA	—	1 MΩ
Gitterableitwiderstand	$R_{g1\,max}$		0,05	3 MΩ
Katodenstrom	I_k			15 mA

Gitterstrom-Einsatzpunkt bei U_{ge} = —1,3 Volt	I_{g1H}	≦0,3	μA
	$I_{g3H} = I_{g1T}$	≦0,3	μA
Spannung zwischen Faden und Schicht	$U_{f/k\,max}$	200	Volt
Außenwiderstand zwischen Faden und Schicht[2])	$R_{f/k\,max}$	20	kΩ

[2]) Mit Rücksicht auf Brummen und andere Störgeräusche sollen nur solche Schaltmittel zwischen Faden und Schicht gelegt werden, die Gittervorspannung erzeugen.

Innere Röhrenkapazitäten

		des Triodenteils	des Hexodenteils
Eingang	c_e ($c_{g/k}$)	4,7	6,2 pF
Ausgang	c_a ($c_{a/k}$)	2,7	9,1 pF
Gitter 1 — Anode	$c_{g1/a}$	≦1,5	<0,002 pF
Gitter 1 — Gitter 3	$c_{g1/g3}$		<0,2 pF
Gitter 1 — Heizfaden	$c_{g1/f}$		<0,001 pF

Stahlröhrenausführung

Die VCH 11 und die VF 14 sind Stahlröhren; sie werden nur in dem neueren kleinen Stahlröhrenkolben mit einem Durchmesser von 36 mm geliefert. Zur Ergänzung der V-Serie fehlt eigentlich noch eine Röhre, um den V-Röhren-Standard-Super zu schaffen und um die 220 Volt Netzspannung auch voll als Heizspannung auszunutzen: die VBF 11. Hoffentlich kommt auch sie bald.

Im Handel nicht greifbar!

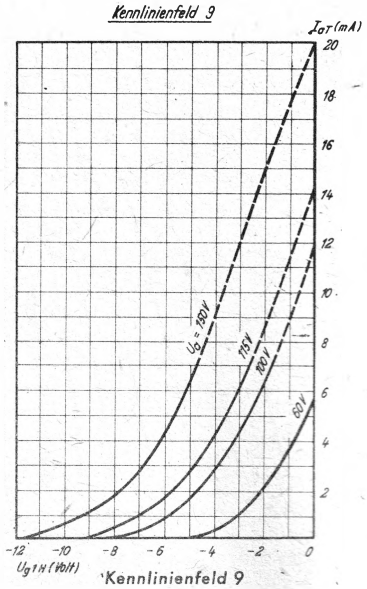
Die Röhrenproduktion gehört aus bekannten Gründen zu den größten Engpässen. Die Röhrenfabriken können noch nicht einmal die dringendsten Bedürfnisse der Gerätefabriken befriedigen. Da ist vorläufig nicht damit zu rechnen, daß die neuen Röhren VEL 11, VCH 11 und VF 14 im Handel käuflich erworben werden können und dem Funkpraktiker zum Selbstbau eines Gerätes zur Verfügung stehen. Anfragen nach diesen Röhren bei den Röhrenfabriken sind deshalb zwecklos.

Daten und Kennlinienfelder

Für die Triode-Hexode VCH 11 sind Daten und Kennlinienfelder im Rahmen dieses Beitrages veröffentlicht. Im nächsten Heft der FUNKSCHAU folgen Daten und Kennlinienfelder für die Röhre VF 14.

Fritz Kunze

Kennlinienfeld 9



Kennlinienfeld 9
$I_{aT} = f(U_{g1T})$
U_{aT} = Parameter

Katodenstrahl-Oszillograf mit RV 12 P 2000

Zweistufiger Meßverstärker mit symmetrischem Ausgang - Kippgerät für Kippfrequenzen 10 Hz . . . ca. 100 kHz - Kombinierter Netzteil

Es war die Aufgabe gestellt, mit heute erreichbaren Mitteln einen Katodenstrahl-Oszillografen möglichst hoher Leistung zu entwickeln. Ein derartiges Gerät enthält neben der Braunschen Röhre einen kräftig dimensionierten Netzteil, einen Meßverstärker und ein Kippgerät. Alle diese Bausteine erfordern Röhren, und zwar normalerweise Röhren verschiedener Type. Die Planung der Bausteine war daher ganz entscheidend beeinflußt von der augenblicklichen Röhrensituation. Neben der Braunschen Röhre DG 7-2 und der Gleichrichterröhre RGN 2004 standen lediglich Röhren RV 12 P 2000 zur Verfügung. Es wäre vielleicht möglich gewesen, für eine Erstbestückung des Oszillografen noch andere Röhrentypen, also vor allem Leistungsröhren wie EF 14, EL 11 und EL 12 zu beschaffen. Da jedoch in diesem Fall bei Ausfall einer Röhre kein Ersatz möglich gewesen wäre, wurde davon abgesehen und der Versuch unternommen, das Gerät ausschließlich mit Röhren RV 12 P 2000 zu bestücken.

Die Braunsche Röhre

Der Schirmdurchmesser der Röhre DG 7-2 beträgt 7 cm, die Ablenkempfindlichkeit 0,14 bzw. 0,22 mm/Volt. Die Heizdaten sind 4 Volt, 1 Ampère. Als Sockel dient der normale achtpolige Topfsockel. Die Anodenspannung beträgt etwa 800 Volt. Punktschärfe und Punkthelligkeit werden durch Ändern der Linsen- bzw. der Wehnelt-Spannung eingestellt. Die Ablenkung erfolgt doppelt elektrisch. An das Plattenpaar mit der größeren Empfindlichkeit wird die erdsymmetrische Meßspannung gelegt. Die Kippspannung für das zweite Plattenpaar soll unsymmetrisch zur Erde sein, da eine der beiden Platten im Innern der Röhre mit der Anode verbunden ist.

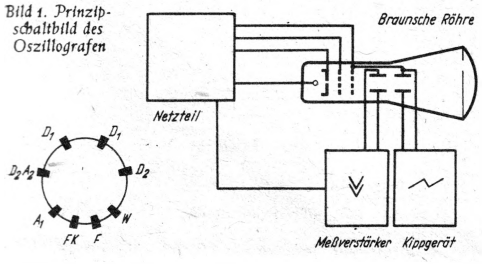


Bild 1. Prinzipschaltbild des Oszillografen

Bild 2. Sockelschaltung der Braunschen Röhre DG 7-2

Der Meßverstärker

Zur Aussteuerung der DG 7-2 wird eine unverzerrte Wechselspannung von 160 Volt maximal erforderlich. Der Verstärker ist zweistufig ausgeführt mit einer Phasenumkehrschaltung in der Endstufe. Es werden ausschließlich Röhren RV 12 P 2000 verwendet, wobei in der Endstufe jeweils zwei Röhren parallel geschaltet sind. Die Regelung geschieht durch veränderliche Stromgegenkopplung in der ersten Stufe, sowie durch einen einstufigen Grobschalter.

Koppelkondensatoren und Außenwiderstände sind so dimensioniert, daß das Frequenzband von 6 Hz bis etwa 400 kHz reicht. Damit ist gewährleistet, daß auch die Phasenverzerrungen im praktisch benützten Bereich von 25 Hz bis 100 kHz nicht unzulässig hoch werden. Um die Zahl der frequenzabhängigen Glieder zu vermindern, wurde auf Überbrückungskondensatoren der Katodenwiderstände in der Endstufe verzichtet. Damit werden 4 Kondensatoren mit je 100 µF eingespart. Außerdem werden durch die Stromgegenkopplung die Röhrenverzerrungen verkleinert. Die Steilheit einer Röhre sinkt durch diese Maßnahme von 1,5 mA/Volt auf 0,79 mA/Volt. In demselben Verhältnis nimmt auch die Verstärkung ab.

Die Anodenverlustleistung beträgt für eine Röhre der Endstufe rund 1,6 Watt. Die Kaltspannung, die mit 500 Volt erheblich über der zugelassenen Spannung liegt, führte zu keinerlei Beanstandungen. Dies war auch zu erwarten, denn die Abstände der Sockelstifte und der Ausführungsdrähte sind bei normalem Luftdruck für diese Spannung genügend groß.

Beim Aufbau des Verstärkers ist unbedingt darauf zu achten, daß die Fanggitter und die Schirmgitterkondensatoren direkt an die Katoden der zugehörigen Röhren geführt werden und nicht an die allgemeine Minusleitung. Andernfalls treten — vor allem in der Endstufe — infolge des nicht überbrückten Katodenwiderstandes Unstabilitäten auf.

Wesentlich ist ferner, daß die Eingangsspannung für die zweite Hälfte der Endstufe nicht an einem Widerstand abgegriffen wird, der einen Teil des Anodenwiderstandes der Vorröhre bildet, sondern an einem Spannungsteiler, der gegen die positive Anodengleichspannung abgeblockt ist und am andern Ende an Erde liegt. Es treten sonst unregelmäßige Auswanderungen des Leuchtpunktes auf, die durch langsame Netzspannungsschwankungen hervorgerufen werden.

Die gesamte Verstärkung ist rund 1500-fach. Mit 0,1 Volt Eingangsspannung kann also der Leuchtschirm ausgesteuert werden. Bei voller Aussteuerung zeigt der Verstärker noch keinerlei merkliche Nichtlinearitäten.

Das Kippgerät

Die gewählte Kippschaltung hat neben der ausschließlichen Bestückung mit Röhren RV 12 P 2000 keine besonderen Merkmale. Die Schaltung enthält die Laderöhre Rö 1, die Entladeröhre Rö 2 und die Hilfsröhre Rö 3. Die Röhre Rö 4 dient lediglich zur Verstärkung der Synchronisierungsspannung.

Die Kapazität der Ladekondensatoren $C_1 \ldots C_6$ ist so gewählt, daß Kippfrequenzen von 10 Hz bis ca. 100 kHz erzeugt werden können. Die Variation der Kippfrequenz geschieht mittels eines Grobschalters, der die Ladekondensatoren umschaltet, und mit Hilfe eines Potentiometers, mit dem der Entladestrom kontinuierlich verändert wird.

Das Kippgerät stellt wesentlich schärfere Anforderungen an die Röhren als der Verstärker. So hat z. B. die Laderöhre die Aufgabe, den Ladekondensator in ca. 10 % der Kipp-Periode um die volle Kippspannung aufzuladen. Um die Belastung der Röhre übersehen zu können, betrachten wir die Verhältnisse an der oberen Frequenzgrenze eines Grobbereichs, denn hier ist der größte Ladestrom erforderlich. Die Ladekapazität beträgt 500 000 pF, die Kippfrequenz 60 Hz und die Kippspannung 400 Volt. Die Laderöhre muß also in 1/600 Sekunde dem Ladekondensator $400 \cdot 0{,}5 \cdot 10^{-6}$ Cb zuführen. Der mittlere Ladestrom ist damit:

$$I_L = 400 \,.\, 0{,}5 \,.\, 10^{-6} \,.\, 600\ \mathrm{A} = 0{,}12\ \mathrm{Amp.}$$

Trotz des hohen Ladestromes ist jedoch die Anodenverlustleistung der Laderöhre gering, da dieser Strom nur kurzzeitig fließt, und die zwischen Anode und Katode liegende Spannung infolge des vor der Anode liegenden Schutzwiderstandes von 4 kΩ 100 Volt nicht übersteigt. Die termische Belastung der Laderöhre bleibt damit stets unter 0,1×0,12×100= 1,2 Watt. Um aber den hohen Ladestrom liefern zu können, ist eine Katode mit genügend großer Emissionsreserve erforderlich. Für die RV 12 P 2000 kann ein Impulsspitzenstrom von maximal 35 mA zugelassen werden. In unserem Fall sind also 4 Röhren parallel zu schalten.

Eine ähnliche Betrachtung der Verhältnisse bei der Entladeröhre zeigt, daß der maximale Entladestrom, der praktisch kontinuierlich fließt, auf 12 mA ansteigt. Die mittlere Anodenspannung beträgt hier 250 Volt. Daraus folgt, daß sowohl aus termischen, als auch aus Gründen der Emission zwei Röhren parallel geschaltet werden müssen.

Die Hilfsröhre Rö 3 ist weder termisch noch emissionsmäßig stärker belastet, als für eine RV 12 P 2000 zulässig wäre. Es werden aber trotzdem 2 Röhren parallel geschaltet, um doppelte Steilheit und damit höhere Verstärkung des Steuerimpulses zu erhalten, denn der Anodenwiderstand kann aus Frequenzgründen nicht über 50 000 Ω gewählt werden.

Stromversorgung

Oszillografen werden im allgemeinen mit Ringkerntransformatoren ausgerüstet, damit magnetische Be-

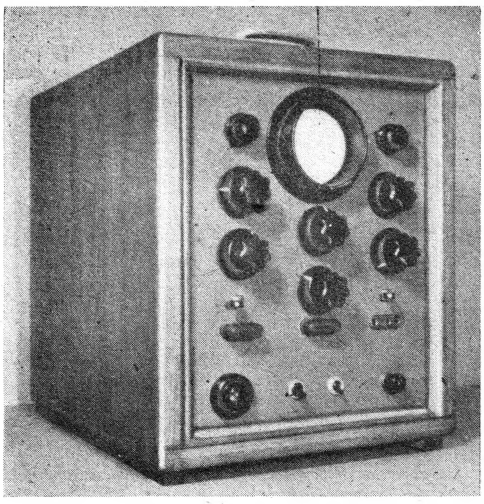


Bild 6. Außenansicht des fertigen Katodenstrahl-Oszillografen

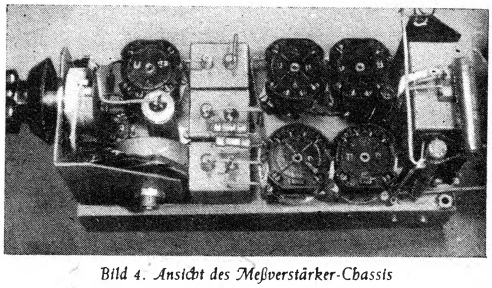


Bild 4. Ansicht des Meßverstärker-Chassis

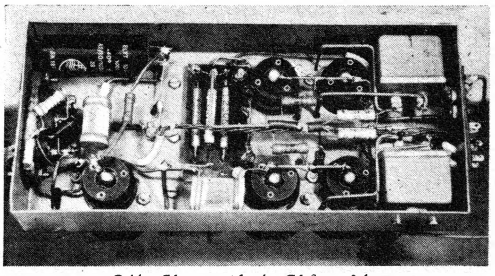


Bild 7. Untenansicht des Meßverstärkers

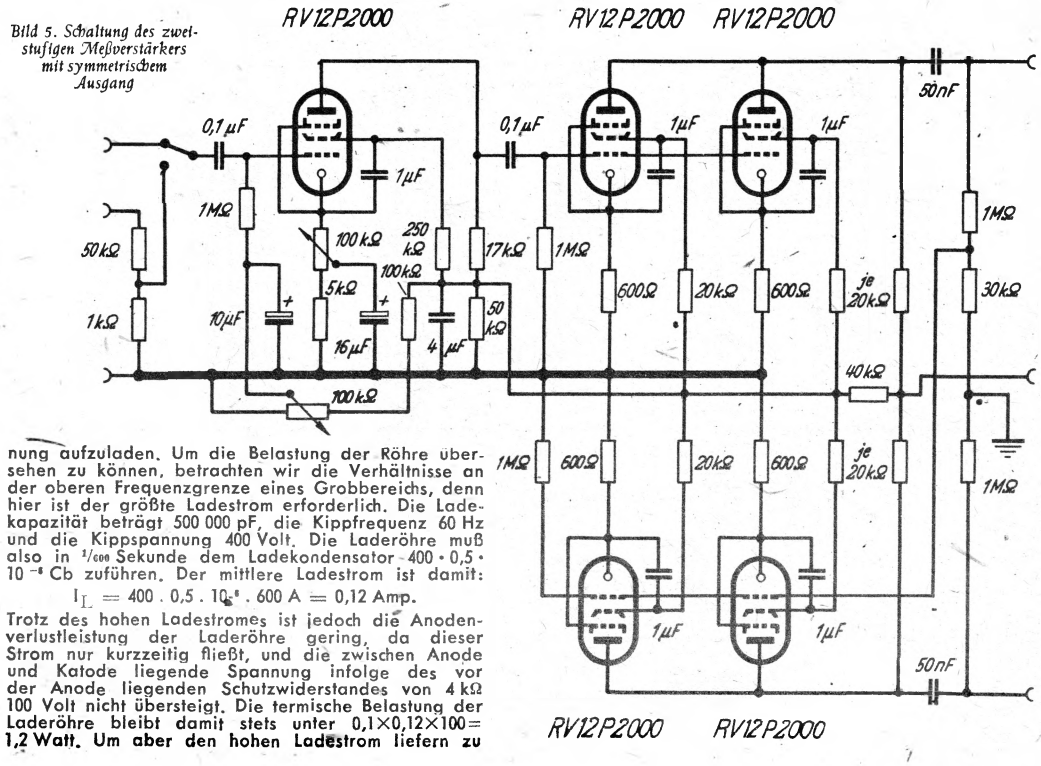


Bild 5. Schaltung des zweistufigen Meßverstärkers mit symmetrischem Ausgang

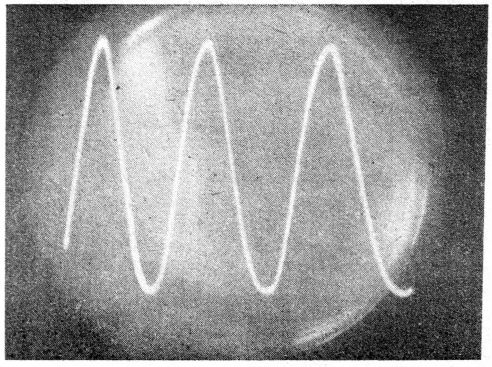


Bild 3. Schirmbild einer mit RC-Generator erzeugten Wechselspannung

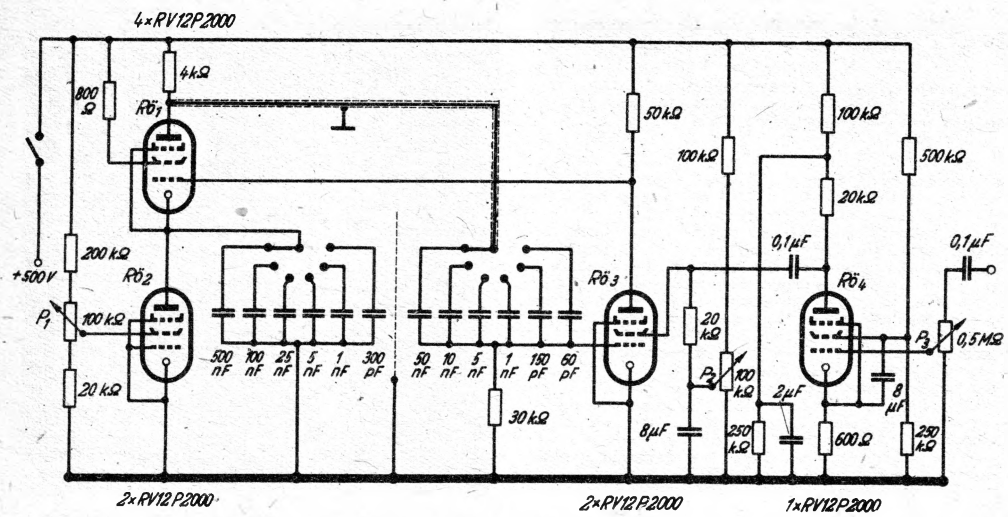


Bild 8. Schaltung des Kippgerätes f. Kippfrequenzen 10 Hz ... 100 kHz

einflussungen des Elektronenstrahles vermieden werden. In unserem Fall wurde ein normaler Transformator verwendet, dessen Induktion im Eisen auf max. 9000 Gauß herabgesetzt wurde. Dadurch wurde die magnetische Streuung so klein, daß der Leuchtpunkt auch ohne besondere Abschirmung der Röhre keinerlei Unschärfe zeigte.

Die Anodenspannung für die Braunsche Röhre ist normalerweise 700 Volt, sie kann aber mittels eines kleinen Kippschalters auf 900 Volt erhöht werden. Bei verkleinerter Empfindlichkeit läßt sich dadurch eine erhebliche Steigerung der Punkthelligkeit erreichen, was besonders für fotografische Aufnahmen wertvoll ist. Für die Gleichrichtung dieser Spannung wird ein bleistiftförmiger Selengleichrichter mit ca. 80 Platten verwendet. Der Strom ist einschließlich desjenigen für den Spannungsteiler etwa 1 mA. Hinter dem Ladekondensator ist keine besondere Siebkette erforderlich.

Die notwendigen Anodenspannungen für Verstärker und Kippgerät lagen von vornherein nicht fest. Es bestand nur der Wunsch, sie möglichst niedrig zu halten. Andererseits mußten sie die Erzeugung der notwendigen Kippamplitude und einer genügend großen, unverzerrten Meßspannung gestatten. Für den Netzteil wurde daher eine Schaltung gewählt, die zunächst keinen Ladekondensator enthielt. Damit wird erreicht, daß bei wachsender Stromentnahme die Spannung sehr schnell auf einen Wert, der etwas unter der effektiven Wechselspannung liegt, absinkt. Bei weiterer Stromsteigerung ändert sich die Spannung nur noch wenig. Mit dieser Schaltung ergaben sich bei 550 V eff 430 Volt Gleichspannung hinter der doppelten Siebkette. Mit dieser Spannung arbeitete der Verstärker bereits ausreichend, die Kippamplitude war jedoch noch zu klein. Durch Zuschalten eines kleinen Ladekondensators (4 µF) wurde nun die Gleichspannung auf 500 Volt erhöht und außerdem das Kippgerät bereits nach der ersten Siebdrossel angeschlossen. Nun arbeitete sowohl der Verstärker als auch das Kippgerät zufriedenstellend.

Auf eine Stabilisierung der Verstärkerspannung wurde aus Gründen der Materialersparnis verzichtet.

Zusammenfassung

Die Leistungen des fertiggestellten Oszillografen zeigen, daß es möglich ist, einen hochwertigen Katodenstrahl-Oszillografen ausschließlich mit RV 12 P 2000 zu bestücken. Bei der Planung muß lediglich für sämtliche Röhren geprüft werden, welche Belastungsverhältnisse vorliegen. Es ist unbedingt ratsam, die von der Herstellerfirma angegebenen Maximaldaten, also Anodenverlustleistung 2 Watt, Schirmgitterverlustleistung 0,7 Watt, Katodenstrom 11 mA und Katodenspitzenstrom 35 mA in keinem Falle zu überschreiten. Dagegen kann die Kaltspannung unbedenklich auf 500 Volt heraufgesetzt werden, denn der angegebene Wert von 250 Volt bezieht sich auf verminderten Luftdruck. Falls größere Leistungen verlangt werden, können 4—5 Röhren parallel geschaltet werden, ohne daß Schwierigkeiten entstehen. Die gesamte Eingangskapazität wird damit ca. 13 bzw. 16,5 pF, ebenso die Ausgangskapazität. Ein Vergleich mit der Röhre Al 4 zeigt, daß diese Röhre ca. 13 pF Eingangskapazität und ca. 14 pF Ausgangskapazität besitzt. Die Parallelschaltung mehrerer RV 12 P 2000 ist also auch in dieser Hinsicht nicht schlechter als eine größere Pentode. Es ist jedoch zweckmäßig, die einzelnen Röhren mit getrennten Katodenwiderständen zu versehen, damit die Gesamtbelastung gleichmäßig verteilt wird. Der beschriebene Oszillograf hat bisher etwa 300 Stunden ohne Röhrenausfall gearbeitet.

Dipl.-Ing. A. Schairer

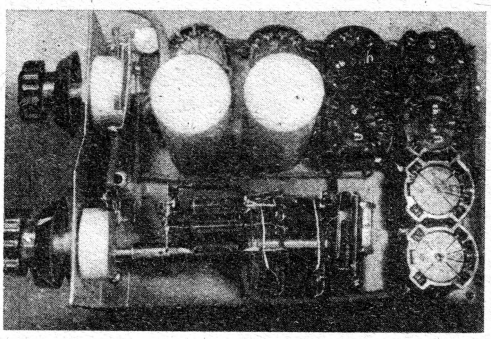


Bild 10. Chassis-Ansicht des Kippgerätes. Die über Stufenschalter und Ladekondensatoren angeordnete Abschirmhaube ist abgenommen.

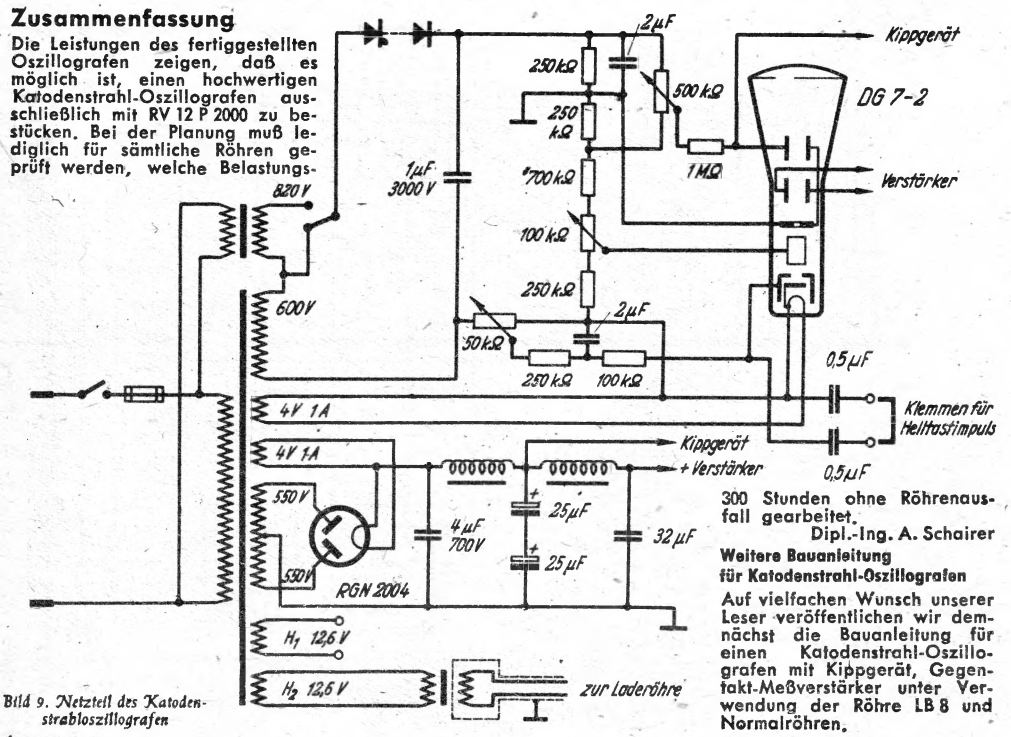


Bild 9. Netzteil des Katodenstrahloszillografen

Weitere Bauanleitung für Katodenstrahl-Oszillografen

Auf vielfachen Wunsch unserer Leser veröffentlichen wir demnächst die Bauanleitung für einen Katodenstrahl-Oszillografen mit Kippgerät, Gegentakt-Meßverstärker unter Verwendung der Röhre LB 8 und Normalröhren.

Neue Normblätter

Der Beginn der Arbeiten zu drei neuen Normblättern, die der Deutsche Normenausschuß herausgibt und, durch die Gebiete der Elektroakustik erfaßt werden, liegt bereits eine Reihe von Jahren zurück. Besonders schwierig gestaltete sich dabei die Arbeit für den Tonabnehmer, die in den Blättern DIN 45 431 und DIN 45 532 ihren Niederschlag fand. Es wurde eine bestimmte Mindestqualität sowie Auswechselbarkeit gefordert. Gerade in diesem Falle spielen aber hinsichtlich der Qualität, neben anderen Faktoren, auch rein mechanische Abmessungen eine große Rolle. Durch deren unsachgemäße Festlegung könnte aber möglicherweise ein technischer Fortschritt behindert werden. Zu Beginn der Arbeiten zeigte sich noch eine weitere Schwierigkeit. Die Wiedergabequalität eines Tonabnehmers hängt nicht nur von seiner eigenen Güte ab, sondern auch von der der Schallplatte, indirekt auch von Motor und Plattensteller und — von der Nadel, wenn der Übertragungsapparat unberücksichtigt bleibt. So mußten auch die Schallplatte, die Nadel, der Motor und der Plattenteller in die Arbeiten einbezogen werden. Für die beiden ersteren sind die entsprechenden Blätter bereits vor längerer Zeit abgeschlossen worden, für die beiden letzteren jetzt mit DIN 45 530.

Die neuen Vorschriften

DIN 45 531 enthält, wie üblich, die beiden Punkte „Gültigkeit" und „Begriffserklärungen". Der dritte Punkt umfaßt in zehn Paragraphen zusammen mit einer Zeichnung alle Bedingungen, die zur Erreichung des gesteckten Zieles festgelegt werden mußten. Keiner enthält Material-, Fabrikations- oder Ausführungsvorschriften. Lediglich physikalische bzw. mechanische Mindest- resp. Höchstwerte werden genannt. DIN 45 532 legt das einzuhaltende Frequenzband unter Berücksichtigung von Schallplatte und Nadel fest. Im einzelnen bestimmt DIN 45 531, daß ein Norm-Tonabnehmer mindestens eine Ausgangsspannung von 500 mV bei 0,5 MΩ Abschlußwiderstand liefern muß, wobei der Frequenzgang DIN 45 532 entsprechen soll. Das Auflagegewicht ist mit max. 100 g, die Auslenkkraft mit max. 50 g begrenzt. Dabei darf die vertikale Lagerreibung nur max. 10%, die horizontale max. 5% der Rückstellkraft betragen. Nadelschrauben erhalten einheitlich das Gewinde M 1,7. Der Stecker und die übrige Ausführung muß den einschlägigen VDE-Bestimmungen gerecht werden. Besonders interessant ist, daß durch die Zeichnung erstmalig die für die Qualität sehr wichtigen Maße des Kopfwinkels, der Entfernungen Armdrehpunkt — Nadelspitze und Armdrehpunkt — Tellerachse festgelegt werden. Sie sind eng toleriert und ergeben bei richtiger Einhaltung den geringsten Abweichwinkel.

DIN 45 530 stellt an den Abspielmotor einige scharfe Forderungen, die aber tatsächlich für qualitative Schallplattenwiedergabe auch unerläßlich sind: Drehzahländerung während 4stündigen Dauerbetriebes max. 0,5 U/min, Abfall bei Belastung in der Außenrille einer 30-cm-Platte gegenüber Leerlauf mit einem Normtonabnehmer max. 0,7 U/min und Änderung der Winkelgeschwindigkeit zwischen Leerrille und voll ausgesteuerter max. 0,5 %. Dem gleichen Ziel dient die Bestimmung, daß der Höhen- und Seitenschlag des Plattentellers 0,5 mm nicht überschreiten darf.

Im Interesse der Auswechselbarkeit sind nun endlich auch der Konus der Tellerachse und die Bohrung des Plattentellers genormt, daneben die Einbautiefe des Motors mit max. 80 mm und die Motorenspannung mit 110/220 V, wobei zusätzlich 150 V vorgesehen werden kann.

Rohde

25jähriges Jubiläum

Ende Oktober konnte Graf von Westarp, der Geschäftsführer und General-Custodian der Philips-Valvo-Werke GmbH. in Hamburg auf den Tag zurückblicken, an dem er vor 25 Jahren in den Dienst der Philips-Betriebe getreten war. Der Jubilar hat während dieser Zeit wichtige Beiträge zu der Entwicklung der deutschen Radiowirtschaft leisten können.

Nach kurzer Tätigkeit bei der Hamburger Firma C. H. F. Müller, Röntgenwerk A.-G., wurde Graf von Westarp Geschäftsführer der Radioröhrenfabrik GmbH. Hamburg (Valvo) und ging 1932 in gleicher Eigenschaft zur Deutschen Philips Gesellschaft mbH., der späteren Philips-Valvo-Werke Gesellschaft mbH., nachdem dieses Unternehmen den Vertrieb der Valvo-Röhren übernommen hatte. Nach dem Zusammenbruch begann Graf von Westarp zunächst den Aufbau der Berliner Philips-Betriebe, die heute Radioapparate, Kraftverstärker und Meßgeräte für Berlin und die Ostzone herstellen. Bedeutenden Anteil hatte Graf von Westarp auch an dem Neuaufbau bzw. der Weiterentwicklung der westdeutschen Philips-Betriebe wie der Radioröhrenfabrik in Hamburg, der Radioapparatefabrik Wetzlar und dem Glühlampenwerk in Aachen.

Aus den Kreisen der Radioindustrie und des Radiohandels ist dem in der Fachwelt sehr bekannten Jubilar eine große Zahl von Glückwünschen zugegangen, denen wir uns um so lieber anschließen, war doch Graf von Westarp stets in besonderer Weise ein Förderer der Radio-Fachpresse, deren Entwicklung von ihm mit stetem Interesse verfolgt wurde. Wir hoffen, daß der Jubilar noch recht lange erfolgreich zum Nutzen der deutschen Philips-Betriebe und der deutschen Radiowirtschaft tätig sein möge.

„FUNKSCHAU", Redaktion und Verlag

11 Funktechnik ohne Ballast

Niederfrequenzverstärker

Allgemeines

Blockschaltung eines Nf-Verstärkers

Die Nf-Spannung U_1 hinter dem Empfangsgleichrichter ist zu schwach, um einen Lautsprecher zu betreiben und muß verstärkt werden. Die erste Verstärkerstufe dient zur Spannungsverstärkung, die zweite zur Erzeugung der Lautsprecherleistung N_a (Bild 116). Weiterer Aufwand ist zwecklos und verursacht Übersteuerungen. Auch werden die Fernempfangseigenschaften eines Gerätes durch erhöhte Nf-Verstärkung nicht verbessert. Nach einem Audion oder Richtverstärker kann unmittelbar die Leistungsstufe folgen.

Spannungsverstärkung

Übertragerkopplung

Als Anodenwiderstand dient die Primärwicklung eines Nf-Übertragers. Die Sekundärwicklung liegt am Gitter der folgenden Röhre (Bild 117). Durch Aufwärtsübersetzung 1:4 bis 1:6 ergibt sich eine zusätzliche Spannungserhöhung. Der Wechselstromwiderstand des Übertragers ist frequenzabhängig und wird bei tiefen Frequenzen geringer. Für hohe Frequenzen wird die Kopplung zwischen den beiden Wicklungen durch die „Streuung" der Kraftlinien geringer, und die übertragene Spannung wird kleiner. Übertragerkopplung eignet sich nur nach Trioden.

EF 12 als Triode mit Übertragerkopplung

Der innere Widerstand von Trioden ist kleiner als der Wechselstromwiderstand des Übertragers. Die Arbeitskennlinien verlaufen daher flacher und mit verschiedener Steigung für die einzelnen Frequenzen, weil der induktive Widerstand der Wicklung frequenzabhängig ist. Beträgt er z. B. 500 kΩ bei 1000 Hz, so sinkt er auf 50 kΩ bei 100 Hz (Bild 118). Trotz dieses Widerstandsunterschiedes von 1:10 ändert sich die Anodenwechselspannung für die gleiche Gitterwechselspannung nur um 25 %. Der frequenzabhängige Widerstand des Übertragers wird also durch den kleineren Innenwiderstand der Röhre gedämpft. Deshalb ist es leichter, mit Trioden tiefe Töne zu verstärken, denn die Verstärkung sinkt auch bei kleiner werdenden induktiven Werten des Übertragers nicht ab.

EF 12 als Pentode mit Übertragerkopplung

Der innere Widerstand von Pentoden ist stets höher (etwa 1—2 MΩ) als die möglichen Widerstände eines Übertragers. Die Arbeitskennlinien verlaufen also steiler als die Gitterspannungskennlinien (Bild 119). Verwendet man den gleichen Übertrager aus Bild 118 für eine EF 12 in Pentodenschaltung, so ergibt sich, daß die Anodenwechselspannung für 1000 Hz, also bei hohen Tönen, ganz bedeutend größer ist als für 100 Hz. Außerdem sind die Halbwellen ungleich groß. Der Schnittpunkt der 500 kΩ-Arbeitskennlinie mit der gewählten Gitterspannungslinie liegt sogar weit außerhalb des Bildes. Die Anodenwechselspannung ist also sehr ungleichmäßig und verzerrt. Hohe Töne werden besonders bevorzugt. Übertragerkopplung zur Spannungsverstärkung ist daher für Pentoden ungeeignet.

Widerstandskopplung

Der ohmsche Widerstand R_a im Anodenkreis hat für alle Frequenzen denselben Wert und gibt daher gleichmäßige Verstärkung. Die daran entstehende Nf-Spannung wird über den Kopplungskondensator C_k dem Gitter der folgenden Röhre mit dem Gitterableitwiderstand R_g zugeführt (Bild 120). Bei Netzgeräten liegt zwischen Punkt U_B und Erde noch die geringe Brummspannung des Netzteiles. Sie würde über R_a an das Gitter der nächsten Röhre gelangen und dort unerträglich verstärkt werden. Deshalb muß in der Zuführung ein Siebglied R_s C_s liegen, das die Brummspannung herabsetzt.

Richtwerte für 250 V-Anodenspannung

R_a	0,2	0,1	0,05	MΩ
R_{g2}	0,5	0,3	0,2	MΩ
R_s	50	20	10	kΩ

Frequenzbereich der Widerstandskopplung

C_k und R_g bilden einen Wechselspannungsteiler. Bei tiefen Frequenzen steigt der Widerstand von C_k; die Spannung an R_g wird kleiner, die Verstärkung geht zurück (Bild 121). Der Abfall setzt ein bei der unteren Grenzfrequenz f_u.

$$f_u = \frac{160\,000}{R_g \cdot C_k} \quad \text{Hz, MΩ, pF}$$

Parallel zu R_a liegen die Schaltkapazität und meist ein zusätzlicher Kondensator C_a. Für hohe Frequenzen wird sein kapazitiver Widerstand geringer als der Widerstand R_a. Der Gesamtwiderstand der Parallelschaltung sinkt und die Verstärkung wird kleiner. Der Abfall setzt ein bei der oberen Grenzfrequenz f_o.

$$f_o = \frac{160\,000}{R_a \cdot C_a} \quad \text{Hz, MΩ, pF}$$

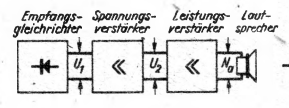
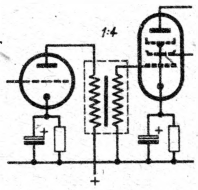


Bild 116



Rechts: Bild 117

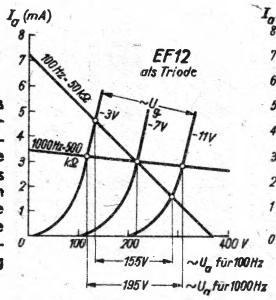


Bild 118

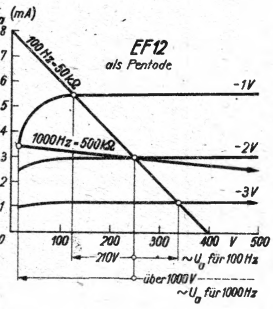


Bild 119

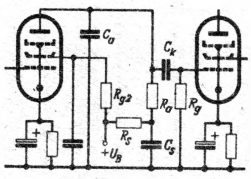


Bild 120

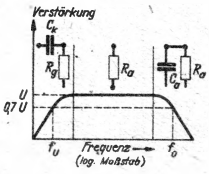


Bild 121

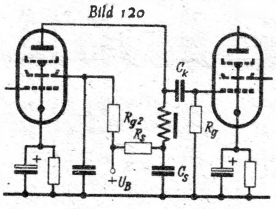


Bild 122

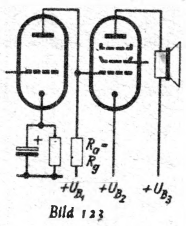


Bild 123

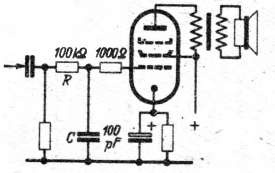


Bild 124

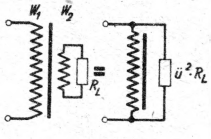


Bild 125

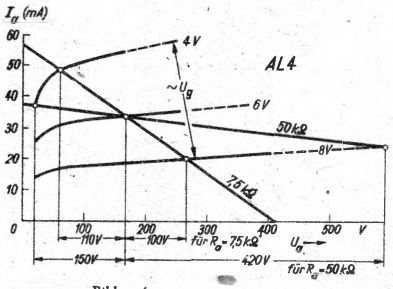


Bild 126

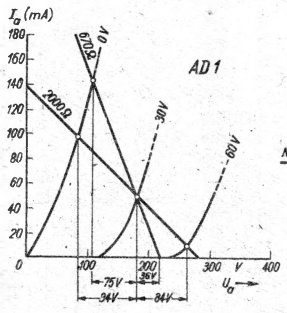
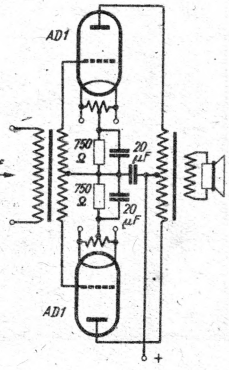


Bild 127



Rechts: Bild 128

Drosselkopplung

Hohe ohmsche Anodenwiderstände setzen die Anodenspannung herab und verringern die größtmögliche Verstärkung. Um dies zu vermeiden, wird der Widerstand durch eine Nf-Drossel mit hoher Windungszahl ersetzt (Bild 122). Durch geeignete Bemessung der Drossel können tiefe Frequenzen mehr verstärkt werden (Baßanhebung). Die Drosselkopplung ist wegen der notwendigen Spezialdrossel teuer und brummanfällig. Sie wurde daher selten angewendet (Nora GW 16 und GW 17). Beschädigte Drosseln können meist durch eine Widerstandskopplung ersetzt werden.

Direkte Kopplung

Tiefe Frequenzen sind für einen guten Klangeindruck besonders wichtig. Um ihren Verstärkungsverlust bei der Widerstandskopplung zu vermeiden, wird der störende Kopplungskondensator weggelassen und die Anode unmittelbar mit dem Gitter der nächsten Röhre verbunden (Bild 123). Der Anodenwiderstand ist gleichzeitig Gitterableitungswiderstand (Loftin-White-Kopplung). Damit das Gitter nicht positiv wird, muß die Katode der zweiten Röhre positiver als die Anode der ersten sein.

Leistungsverstärker

Eintaktverstärker

Leistungs- oder Endverstärker sollen nicht nur eine hohe Wechselspannung, sondern eine möglichst große Wechselstromleistung bei kleinen Verzerrungen erzeugen. Maßgebend hierfür ist der Außenwiderstand, dessen günstigster Wert für jede Röhre in den Listen festgelegt ist (siehe Teil 4 Lautsprecherröhren). Dynamische Lautsprecher mit niederohmigen Schwingspulen müssen durch einen Ausgangsübertrager auf den notwendigen Außenwiderstand angepaßt werden. — Endröhren mit großer Steilheit neigen zu Störschwingungen, die sich als Kreischen und Verzerrungen äußern. Abhilfe bringen ein RC-Siebglied in der Gitterleitung, das Hf-Reste unterdrückt und ein Dämpfungswiderstand unmittelbar am Gitteranschluß, der Selbsterregung von ultrakurzen Schwingungen verhindert (Bild 124).

Ausgangsübertrager

Das Übersetzungsverhältnis ü ist das Verhältnis der Windungszahlen $w_1 : w_2$ (Bild 125). Der mit dem Widerstand R_L belastete Übertrager wirkt im Gegensatz zu einem unbelasteten nicht wie eine Induktivität, sondern wie ein ohmscher Widerstand von der Größe $ü^2 \cdot R_L$, dem die Induktivität der Primärwicklung parallel geschaltet ist. Der niederohmige Widerstand R_L der Tauchspule wird also auf einen $ü^2$ höheren „hinauftransformiert". Für ein gewünschtes R_a muß das Übersetzungsverhältnis sein:

$$ü = \sqrt{\frac{R_a}{R_L}} = \frac{w_1}{w_2}$$

Der Wechselstromwiderstand R_L der Tauchspule ist ungefähr gleich dem 1,3fachen Gleichstromwiderstand.

Anpassung einer Triode

Allgemein gilt in der Elektrotechnik, daß ein Generator die größte Leistung abgibt, wenn der innere gleich dem äußeren Widerstand ist. Zeichnet man aber z. B. bei der Endtriode AD 1 die Arbeitskennlinie für $R_a = R_i = 670\ \Omega$ (Bild 127), so ergibt sich: Für eine Gitterwechselspannung von 30 V Spitzenwert schwankt die Anodenwechselspannung in einer Halbwelle um 75 V, in der anderen wegen der Krümmung der Gitterspannungskennlinie nur um 36 V. Wegen dieser Verzerrungen muß die Arbeitskennlinie flacher gelegt werden. Für $R_a = 2000\ \Omega$ sind die Halbwellen 94 und 83 V. Sie sind also gleichmäßiger und die Wiedergabe ist besser. Daher ist bei Trioden R_a größer als R_i zu wählen (siehe auch Teil 4, Lautsprecherröhren).

Anpassung einer Pentode

Für $R_i = R_a = 50\ kΩ$ bei der AL 4 und einer Gitterwechselspannung von 2 V Spitzenwert betragen die Halbwellen der Anodenwechselspannung 420 und 150 V, weil die flache Arbeitskennlinie oben in die Krümmung der Gitterspannungslinie hineinreicht (Bild 126). Eine Halbwelle ist also fast dreimal so groß wie die andere und die Verzerrungen sind hoch. Bei der steileren Arbeitskennlinie für 7,5 kΩ sind die Halbwellen 110 und 100 V. Die Verzerrungen gehen bedeutend zurück. Darum ist bei Pentoden R_a kleiner als R_i zu wählen.

Gegentaktleistungsverstärker

Zwei gleiche Endröhren werden so geschaltet, daß ihre Gitter entgegengesetzte Halbwellen der Tonfrequenzspannung erhalten (Bild 128). Im Ausgangsübertrager werden die verstärkten Kurvenzüge wieder zu einer vollständigen Wechselstromkurve zusammengesetzt. Bei genau gleichen Endröhren und gleichen Arbeitsbedingungen heben sich dadurch Verzerrungen heraus, selbst wenn die Arbeitspunkte bis in den unteren Knick verlegt werden (B-Schaltung). Die Leistung ist dann mehr als doppelt so hoch wie bei einer Einzelröhre, und es wird Anodenstrom gespart (Batterieempfänger mit Gegentakt-Endröhren EDD 11 und KDD 11).

Ing. O. Limann

Tabelle der Klangfilm-Röhren

Klangfilmröhre Typ Nr.	Art	U_f V	I_f A		U_a V	U_{g1} V	I_a mA	S mA/V	D %	R_i kΩ	Q_a max W	$N_{a\sim}$ W	Entspricht
70 401	Nf-Triode	2	1,1	dir	220	—4,5	3	0,5	6,5	30			
70 403	Nf-Triode	4,8	2,1	dir	220	—7	7	0,8	9	14			
70 404	Nf-Triode	4	0,06	dir	200	—2,5	0,1	0,1	4	250			RE 034
70 405	Nf-Triode	3,5	0,06	dir	200			0,02	3	1600			RE 054
70 406	Nf-Triode	4	0,08	dir	150	—4	4	1,5	6,5	10	0,7		RE 084
70 407	Hf-, Nf-Triode	3,5	0,17	dir	120			0,65	10	16			RE 144
70 408	Endtriode	3,5	0,17	dir	120			0,65	20	8			RE 154
70 409	Nf-Triode	4	0,06	dir	150	—9	3,5	0,9	10	11	0,6		RE 074
70 410	Doppelgitterröhre	4	0,08	dir	16	—1,5	2,4	0,8		6			RE 074d
					U_{rg}: 16		I_{rg}: 2,4						
70 411	Nf-Triode	3,5	0,5	dir	220	—6	3	0,6	6,6	25	2	0,06	Ba (SH)
70 414	Nf-Triode[1])	4	0,06	dir	200	—3	2	1,2	4	21	0,5		RE 034
70 416	Nf-Triode	4	0,08	dir	150	—4	4	1,5	6,5	10	0,7		RE 084k
70 417	Nf-Triode	1,9	0,19	dir	100	—1,5	4	1,4	6,6	11	1		MC 1 (Tel)
70 450	Duodiode	2	0,65	dir	50		0,2						KB 1
70 501	Nf-Triode	4	1	ind	200	—3	0,04	1,5	3	22	1		REN 1004
70 502	Nf-Triode	4	1	ind	200	—10	5	1,4	10	7	1,5		REN 1104
70 503	Nf-Triode	4	1	ind	200	—3,5	6	2,4	3,3	12,5	1,5		REN 904
70 504	Nf-Triode	4	1	ind	200	—3	5	3,6	4	28	1,5		~ REN 904
70 505	Nf-Triode	4	1	ind	200	—4,5	6	2,4	6	7	2		4 A 80 (TKD)
70 506	Regeltetrode	4	1,1	ind	200	—2	6	1		300	1,5		RENS 1214
					(U_{g2}: 100)	—40	0,01	0,005		10000			
70 550	Duodiode	4	0,65	ind	200		0,8						AB 2
70 551	Duodiode	4	0,65	ind	200		0,8						AB 1
70 580	Nf-Triode	4	1	ind	200	—3,5	6	2,4	3,3	12,5	1,5		~ REN 904
70 581	Nf-Triode	4	0,65	ind	250	—5,5	7	2,7	3,3	10,5	2		AC 101 (Tel)
70 701	Regeltetrode	4	1,1	ind	200	—2	4,5	2		1000	1,5		RENS 1294
					(U_{g2}: 100)	—35	0,01	0,005		10000			
71 401	Endtriode	4	0,15	dir	250	—16	12	1,8	11	5	3	0,65	RE 134
71 402	Nf-Triode	4	0,08	dir	150	—3	4	1,8	6	9	2		4 A 08 (TKD)
71 403	Endtriode	4	0,65	dir	250	—40	40	2,6	29	1,3	10	1,7	RE 604
71 404	Endtriode	4	0,3	dir	240	—15	20	3,5	10	2,8	6	1,15	4 L 29 (TKD)
71 405	Endtriode	4	0,3	dir	200	—15	30	3,5	15	1,9	6	0,6	4 K 32 (TKD)
71 406	Endtriode	4	1	dir	250	—22	48	3,5	16	1,7	12	1,5	4 K 61 (TKD)
71 407	Nf-Triode	4	0,1	ind	150	—4	4	1,5	6,5	10	0,7		4 A 10 (TKD)
71 408													
71 409	Endtriode	4	0,65	dir	200	—25	60	3,5	25	1,1	12	1,5	4 K 60 (TKD)
71 410	Endtriode	3,8	0,6	dir	400	—10	50	3	6	5,5	15	12 (GB)	RS 241 (Tel)
71 411	Endtriode	4	0,3	dir	250	—32	20	1,9	20	2,6	5	1,1	RE 304
71 412	Endtriode	3,65	1,1	dir	220	—12	20	1,7	14,6	4,1	5	0,2	Ca (SH)
71 414	Endtriode	4	0,65	dir	250	—45	40	2,5	29	1,4	10	1,7	RE 604
71 509	Endtriode	4	2,2	ind	200	—11	10	2,9	10	3,5	3	0,5	REN 2204 (Tel)
71 510	Endtriode	4	1,6	ind	250	—26,5	40	4,5	16	1,4	12	1,7	AD 101 (Tel)
71 701	Endpentode	4	1,1	dir	250	—15	36	2,8		43	9	3,1	RES 964
					(U_{g2}: 250)								
71 702	Endpentode	4	1,1	ind	250	—18	24	2,5		70	6	2,9	RENS 1374d
					(U_{g2}: 250)								
71 703	Endpentode	4	0,15	dir	250	—19	12	1,3		45	3	0,6	RES 174d
71 704	Endpentode												RES 174
					(U_{g2}: 150)								
72 401	Endtriode	7,2	1,1	dir	800	—80	40	2	14	3,5	32	8,5	RV 258 (Tel)
72 402													K 181 G (AEG)
72 403													K 218 G (AEG)
72 404	Endtriode	7,5	1,1	dir	440	—20	60	2	14	3,5	20	6	RV 218 (Tel)
72 406	Endtriode	4	0,95	dir	250	—45	60	6	25	0,67	15	4,2	AD 1
73 301	Einweg-Gleichr.	4	0,3	dir	250		25						RGN 354
73 302	Zweiweg-Gleichr.	4	0,5	dir	2×250		30						RGN 504
73 401	Endtriode	7,5	1,1	dir	800	—180	35	1,85	30	1,8	32	10	RV 239
73 402	Endtriode	4	1,5	dir	700	—50	65	6	10	1,7	40	9	4 K 170 (TKD)
73 403	Endtriode	4	1,1	dir	900	—220	40	2	25	2	35	8	4 K 110 (TKD)
73 404	Endtriode	4	1,5	dir	700	—50	60	6	10	1,7	45	9	4 K 170 (TKD)
74 301	Zweiweg-Gleichr.	4	1	dir	2×300		75						RGN 1054
74 302	Einweg-Gleichr.	2,3	1,1	dir	500		50						RGN 1203
74 303	Zweiweg-Gleichr.	4	1	dir	2×500		60						RGN 1064
					2×300		100						
75 301	Zweiweg-Gleichr.	4	2	dir	2×300		160						RGN 2004
75 302	Einweg-Gleichr.	4	1,1	dir	500		100						RGN 1304
75 303	Einweg-Gleichr.	4	1,3	dir	800		100						RGN 1404
75 401	Endtriode	13,6	4	dir	1500	—190	80	2,7	15	2,5	110	35	RV 24 (Tel)
75 402	Endtriode	13,6	4,4	dir	1800	—230	100	3	15	2,2	180	55	RV 2500 (Tel)
76 301	Zweiweg-Gleichr.	1,8	2,8	dir	2×340		300						R 250 (Rectron)
76 302	Einweg-Gleichr.	2,3	1,1	dir	500		50						RGN 1203
76 303	Zweiweg-Gleichr.	4	2,5	dir	2×500		180						RGN 2504
76 401	Endtriode	21,5	12,2	dir	2000	—190	130	4,5	13	1,7	300	90	RV 2300 (Tel)
77 301	Zweiweg-Gleichr.	2,2	12	dir	2×55		3000						Gl 3 c (SH)
77 302	Zweiweg-Gleichr.	2,2	13	dir	2×55		6000						Gl 6 c (SH)
77 303	Einweg-Gleichr.	4	3	dir	500		500						RK 1 (AEG)
77 305	Zweiweg-Gleichr.	4	4	dir	2×350		300						RGN 4004
77 401	Endtriode	10	3,5	dir	1000		75	3,2	7	4,5	75		RS 235 (Tel)
78 302	Zweiweg-Gleichr.	2,4	12	dir	2×270		2000						
78 303	Einweg-Gleichr.	2,5	5	dir	U_{sperr}: 500 V		200						Gle 500/02/06 (SH)
79 301	Zweiweg-Gleichr.	25	8	dir	2×3000		250						~ RG 64 (Tel)

1) Kolben außenmetallisiert, Metallisierung an Mittelstift

Fritz Kunze

Probleme der Mischstufe bei Kurzwellenempfang

Beim Aufbau des Kurzwellenteils im Super treten bei den gegebenen Empfangs- und Röhrenverhältnissen besondere Probleme auf, mit denen man sich im Mittel- und Langwellenbereich kaum zu befassen hat. In erster Linie sind es die wesentlich ungünstigeren L/C-Verhältnisse der KW-Abstimmkreise und die auf sie einwirkenden Dämpfungseinflüsse und Verstimmungen. Folgende Ausführungen sollen nun zeigen, welche Maßnahmen getroffen werden müssen, um einen Superhet auf größtmögliche Kurzwellenempfangsleistung zu bringen.

Eingangskreis

Mit Rücksicht auf konstruktive Vereinfachung werden — mit Ausnahme einiger Dutzend ausländischer Superhets — die im Mittel- und Langwellenbereich benutzten Drehkondensatoren auch für den Kurzwellenbereich herangezogen. Dies bedingt aber sehr ungünstige Herabsetzung der Induktivitäten und damit wesentlich geringere Kreiswiderstände, als sie im MW-Bereich schon mit schlechter Spulengüte zu erreichen sind. Während bei MW Kreiswiderstände von 200 kΩ unschwer erreichbar sind, stellt ein Wert von 10 kΩ im KW-Bereich bereits einen hohen Durchschnittswert dar. Entsprechend kleiner ist demzufolge auch die Resonanzüberhöhung im Eingangskreis der Mischstufe. Während bei MW die in den Gitterkreis transformierte Antennenspannung durchschnittlich um das Drei- bis Fünffache erhöht wird, tritt bei KW meist ein Spannungsverlust ein, der die Empfindlichkeit des Empfängers entsprechend verschlechtert. Wohl kann man bei Inkaufnahme einer Wellenbereichaufteilung durch geeignete Bandspreizung das L/C-Verhältnis verbessern, doch hat auch dies wegen der Anfangskapazität des Drehkondensators und der Schalt- und Röhrenkapazitäten bald seine Grenze. Der kleinstmöglichen Kreiskapazität ist auch dadurch eine Grenze gesetzt, weil durch den Anschluß verschiedenartiger Antennen die in den Gitterkreis transformierte Antennenkapazität oft sehr unterschiedliche Werte hat. Diesen Einfluß bei gespreizten oder nicht gespreizten Bändern möglichst gering zu halten, ist Aufgabe der Schaltungstechnik. Ohne Beachtung der eben genannten Umstände treten unerträgliche Verstimmungen des Eingangskreises auf, die den Bedingungen für guten Gleichlauf zwischen Oszillator und Eingangskreis stark entgegenwirken. In geringem Maße verstimmend wirkt auch die durch Schwundregelung auftretende Veränderung der Eingangskapazität C_e der Röhre. Genannte Verstimmungsursachen sind natürlich bei herausgedrehtem Drehkondensator (d. i. bei einer Kreiskapazität von etwa 50 pF) am beachtlichsten. Beträgt z. B. $\Delta C_e = 0{,}5$ pF und die Änderung der transformierten Antennenkapazität $\Delta C'_A = 4{,}5$ pF, so entspricht dies bei 50 pF Kreiskapazität und bei 20 MHz einer Verstimmung von ($\Delta C = 10\ \%$) $\Delta f = 5\ \% = 1000$ kHz; also eine Resonanzfrequenzabweichung, die trotz der großen Bandbreite von KW-Kreisen sehr beachtlich ist. Annähernd gleiche Beachtung kommt bei KW-Kreisen auch den Dämpfungseinflüssen zu. Diese wirken auf den abgestimmten Gitterkreis wie ein zu ihm parallel geschalteter ohmscher Widerstand, der sich zusammensetzt aus dem Eingangswiderstand R_e der Röhre, dem transformierten Antennenwiderstand R'_A und den dielektrischen Verlusten der verwendeten Isolierstoffe für Wellenhalter, Spulenkörper, Röhrensockel usw. Ein großer Teil dieses Dämpfungswiderstandes fällt auf den Röhreneingangswiderstand, der innerhalb des KW-Bereiches quadratisch mit der Frequenz zunimmt und außerdem je nach Röhrentyp mit wachsender Regelspannung um das 5- bis 8-fache ansteigt. R_e beträgt z. B. für die ECH 11 bei $U_g = -2$ V und bei 20 MHz rund 18 kΩ, und bei derselben Frequenz mit $U_g = -10$ V rund 150 kΩ. Die Widerstandszunahme in Abhängigkeit von der Schwundregelspannung verläuft also gerade gegenläufig, als es im Interesse größter Mischverstärkung und Empfindlichkeit wünschenswert wäre. Den zweitgrößten Anteil der Kreisdämpfung bildet der in den Gitterkreis transformierte Antennenwiderstand R'_A, dessen Wert von Art und Größe der Antennenankopplung abhängt. Gerade in diesem Punkt ergibt sich für den Entwicklungsingenieur eine wichtige Aufgabe, die für den jeweiligen Fall beste Art der Antennenkopplung zu wählen und entsprechend zu bemessen, um dem Empfänger die größtmögliche Empfindlichkeit zu geben. Die dielektrischen Verluste machen vielfach nur einen Bruchteil der übrigen aus; man wird jedoch, wenn es für die Preisklasse des Empfängers zuträglich ist, nur beste Isolierstoffe für Wellenschalter und Spulenkörper verwenden. Günstige Spulenabmessung und geeignete Drahtsorte für beste Spulengüte ist selbstverständlich. Die Bilder 1, 2 und 3 zeigen die drei üblichen Arten der Antennenankopplung. Eine Durchsicht von etwa 50 deutschen und 50 ausländischen Industrieschaltungen läßt erkennen, daß alle drei Schaltungsarten annähernd in gleicher Anzahl verbreitet sind. Die gebräuchlichen Grenzwerte für ü und C_k gehen aus den Bildern hervor. Welche der drei Arten die beste ist, hängt weniger von der Schaltung ab, sondern mehr von der Bemessung der Schaltglieder. Die Betrachtung zahlreicher Empfindlichkeitskurven von Industriegeräten zeigt jedoch, daß sich mit der kapazitiv-induktiven Ankopplung nach Bild 3 bei guter Gesamtempfindlichkeit der beste Frequenzgang erzielen läßt, weil hier bei verhältnismäßig fester induktiver Kopplung und mit großem Koppelkondensator C_k, bei sehr unterschiedlichen Antennenkapazitäten nur geringe Gitterkreisverstimmung auftritt. Ferner läßt sich damit für große Bereiche ziemlich frequenzunabhängige Ankopplung erzielen. Durch die unterschiedlichen Antennenkapazitäten treten nämlich in der Praxis wegen den damit verbundenen Gleichlaufstörungen wesentlich größere Empfindlichkeitsverluste auf, als wegen der Kreisdämpfung durch den transformierten Antennenwiderstand. Hierzu einige Beispiele für die Wellenlänge 15 m (20 MHz) bei 50 pF Kreiskapazität und einer Antennenkapazitätsänderung von 100 auf 200 pF ($\Delta C_A = 100$ pF). Für die Schaltung nach Bild 1 beträgt die in den Gitterkreis transformierte Antennenkapazitätsveränderung $\Delta C'_A = 4$ pF ($\Delta C = 8\ \%$) bei ü = 5, und verursacht dadurch eine Resonanzfrequenzänderung von $\Delta f = 4\ \% = 800$ kHz. Nach Bild 2 mit $C_k = 50$ pF wird $\Delta C'_A = 6{,}7$ pF und $\Delta f = 6{,}7\ \% = 1340$ kHz. Nach Schaltung 3 mit ü = 3 und $C_k = 150$ pF wird $\Delta C'_A = 2{,}87$ pF und $\Delta f = 560$ kHz. In bezug auf Verstimmung ist also die Schaltung nach Bild 3 trotz der festen kapazitiven und induktiven Kopplung den anderen überlegen; und es zeigte sich auch, daß Industrieempfängen mit derartigen Eingangskreisen durchwegs sehr guten Kurzwellenempfang brachten.

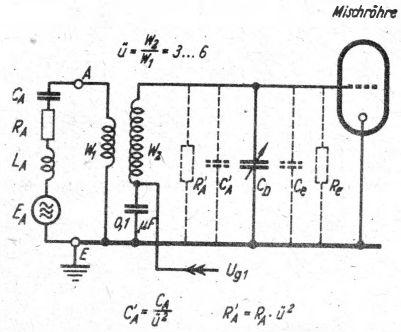


Bild 1. Antennenkapazität C_A und Antennenwiderstand R_A transformieren sich in den Gitterkreis, der dadurch verstimmt und gedämpft wird

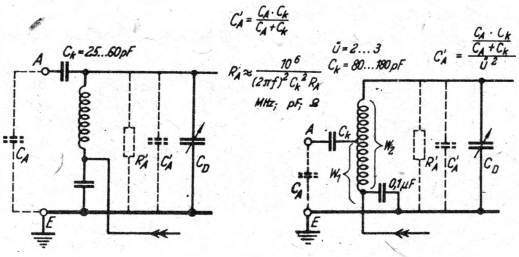


Bild 2. Einfachste aber sehr frequenzabhängige und stark dämpfende Antennenankopplung

Bild 3. Ankopplung mit geringer Frequenzabhängigkeit bei kleiner Verstimmung und guter Resonanzüberhöhung

Oszillatorkreis

Für diesen wird heute allgemein zur Erzeugung der Oszillatorfrequenz der Triodenteil von Hexode-Triode-Mischröhren verwendet und zur Abstimmung auch die normalen Rundfunk-Drehkondensatoren benutzt. Als Selbsterregungsschaltung dient vorwiegend die nach Meißner mit automatischer Gittervorspannungserzeugung. Dadurch ergibt sich bei kleinem Anodenstrombedarf gute Stabilität der erzeugten Hf-Spannung. Auf die Arbeitsweise der Schaltung und auf das Gleichlaufproblem sei hier nicht eingegangen, da sich die Verhältnisse von denen bei Mittelwellen kaum unterscheiden. Vielmehr werden Bedingungen aufgezeigt, die zur Erreichung bester Mischverstärkung und geringster Frequenzverwerfung einzuhalten sind. Schaltungstechnisch kommen für den Oszillator zwei Arten zur Anwendung: die Anoden-Parallelspeisung und die Serienspeisung. Bei der ersten liegt der Anodenvorwiderstand hochfrequenzmäßig parallel zum Schwingkreis und dämpft diesen. R_a darf also nicht zu klein sein, um die Hf-Spannung über den ganzen Wellenbereich auf ausreichender Höhe zu halten. Zudem ist stärkere Rückkopplung erforderlich. Während man mit dieser Schaltungsart für Mittel- und Langwellen ziemlich schwachgleitende Hf-Spannung erreicht, gerät man damit bei Kurzwellen — insbesondere dann, wenn nur 110 V Anodenspannung zur Verfügung steht — auf Schwierigkeiten. In diesen Fällen kommt dann nur Serienspeisung in Frage. Bei dieser bewirkt R_a keine zusätzliche Kreisdämpfung und gewährleistet bei günstiger R_g-C_g-Gliedbemessung annähernd konstant bleibende Hf-Amplitude. Bild 4 zeigt eine Kombinationsschaltung, wobei im Mittel- und Langwellenbereich auf Parallelspeisung geschaltet ist und für den KW-Bereich auf Serienspeisung übergegangen wird. Die Spulenkopplung muß jeweils so gehalten sein, daß sich innerhalb der einzelnen Bereiche die für die verwendete Mischröhre notwendige Oszillatorspannung ergibt. Diese darf nicht zu klein, aber auch nicht zu groß sein, denn bei zu niederer Spannung

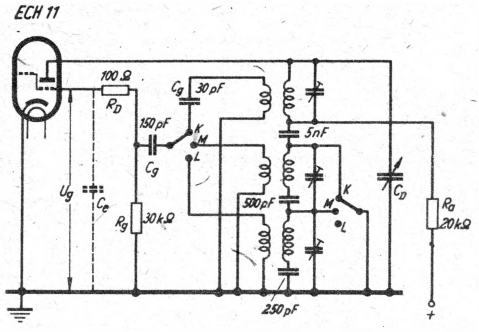


Bild 4. Oszillator-Kombinationsschaltung mit Parallelspeisung bei Mittel- und Langwellen und Serienspeisung bei Kurzwellen. R_D bewirkt mit C_e bei kürzesten Wellen Spannungsteilung für U_g und verhindert Überschwingen

sinkt die Mischverstärkung und bei zu hoher tritt besonders im KW-Bereich bei 25...15 m Überschwingen ein, was sich in einem lauten Kreischen und Zwitschern bemerkbar macht und jeglichen Empfang unterbindet. Zurückzuführen ist dieser Effekt auf den ansteigenden Kreiswiderstand, wodurch sich die erzeugte Hf-Spannung immer mehr erhöht, so daß sich der Arbeitspunkt der Röhre immer weiter in das Gebiet hoher Gittervorspannung verschiebt. Dadurch sinkt die Schwingsteilheit sehr ab, bis die reinen Schwingungen schließlich aussetzen. Aufrecht erhalten werden dann nur noch wilde Kippschwingungen, deren Frequenz durch die Zeitkonstante des R_g-C_g-Gliedes bestimmt wird. Dieses Überschwingen kann jedoch leicht unterbunden werden, entweder durch zusätzliche Kreisdämpfung für das gestörte Frequenzgebiet, oder noch einfacher durch einen kleinen ohmschen Widerstand R_D vor dem Gitter der Röhre. R_D bewirkt einerseits mit der Röhreneingangskapazität C_e eine frequenzabhängige Spannungsteilung und rückwirkend dämpfend auf den Schwingkreis. Der günstigste Wert von R_D (50... 200 Ω) wird von Fall zu Fall durch Messung der Oszillatorspannung U_g ermittelt. Innerhalb welcher Grenzen sich U_g z. B. für die ECH 11 für höchste Mischsteilheit bewegen soll, zeigt Bild 5. Der normale Arbeitsbereich erstreckt sich von $U_g = 8...15$ V. Diese Grenzwerte müssen auch mit Rücksicht auf geringes Überlagerungsrauschen eingehalten werden.

Frequenzverwerfung

Diese verdient im Rundfunksuperhet nur bei den kürzesten Wellen (20...15 m) Beachtung, also bei kleinen Kreiskapazitäten des Oszillators. Wenn durch die Schwundregelung die Gittervorspannung des Hexodenteils steigt, so verändert dies die Eingangskapazität C_e des Triodenteils und damit die Kreiskapazität des Oszillators, wodurch eine Frequenzverwerfung auftritt. Ändert sich nun bei feststehender Zwischenfrequenz und konstanter Empfangsfrequenz die Oszillatorfrequenz, so wirkt sich dies wie eine Verstimmung der Zwischenfrequenz aus. Der Empfänger beginnt dabei zu zischen und benimmt sich so, als wäre er auf den zu empfangenden Sender schlecht abgestimmt. Beim Entwurf des Oszillatorteils ist daher zu sorgen, daß diese C_e-Änderungen möglichst unwirksam bleiben. Hierfür ist, wie Bild 6 zeigt, in erster Linie für ausreichende Oszillatoramplitude zu sorgen. Anderenfalls nehmen die Verstimmungen zu und erreichen unter Umständen die Größe der halben Zwischenfrequenz-Bandbreite. Weiter unterdrücken lassen sich die Frequenzverwerfungen, wenn — im Falle der ECH 11 — der Schwingkreis in den Anodenkreis gelegt wird.

Empfindlichkeitsmessung

Unter Empfindlichkeit versteht man die Höhe der Hf-Spannung in µV, die über die künstliche Antenne dem Eingang des Empfängers zugeführt werden muß, um

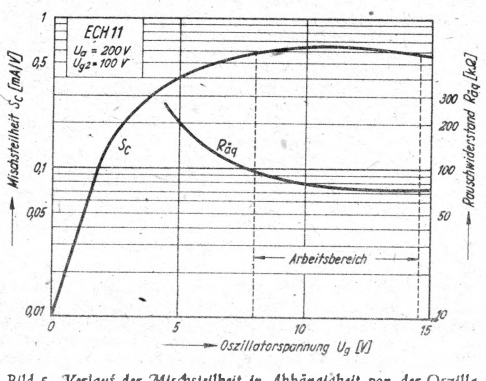


Bild 5. Verlauf der Mischsteilheit in Abhängigkeit von der Oszillatoramplitude. Bei Unterschreitung des normalen Arbeitsbereiches sink die Mischverstärkung und das Überlagerungsrauschen steigt an

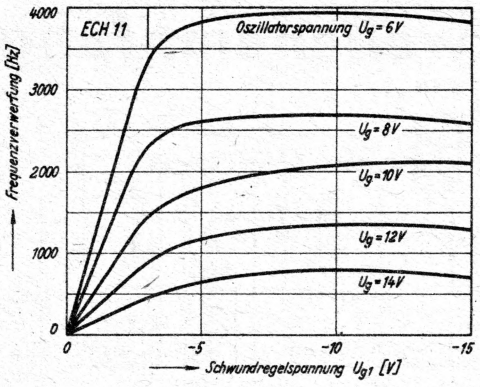


Bild 6. Bei sinkender Oszillatorspannung und steigender Schwundregelspannung ändert sich die Oszillatorfrequenz. Kurven für 20 MHz und 50 pF Kreiskapazität.

an seinem Ausgang die niederfrequente Normalausgangsleistung von 50 mW zu erhalten. Hierbei muß die dem Meßsender entnommene Hf-Spannung zu 30% mit einem Ton von 400 Hz moduliert sein. Als künstliche Antenne ist zwischen Meßsender und Antennenklemme eine Serienschaltung von 200 pF und 400 Ω zu benutzen, da diese neben guter Antennennachbildung über den gesamten KW-Bereich konstanten Scheinwiderstand besitzt. Die Empfindlichkeitsmessung muß über den gesamten Wellenbereich durchgeführt werden, da die Empfindlichkeit meist sehr frequenzabhängig ist. Bei Empfängern mit hoher Verstärkung zeigt sich schon bei spannungslosem Eingang eine gewisse Ausgangsleistung (Rauschleistung), die hauptsächlich vom Kreis- und Überlagerungsrauschen der Mischstufe herrührt. Dadurch wird die Messung zweideutig. Bei schwundgeregelten Empfängern geht man dann folgendermaßen vor: Zunächst wird bei moduliertem Meßsender die Empfängerausgangsspannung in Abhängigkeit von der Eingangsspannung aufgenommen. Hierauf schaltet man die Modulation ab und wiederholt die Messung. Damit erhält man diejenige Ausgangsspannung, die unter normalen Betriebsbedingungen allein durch das Rauschen hervorgerufen wird. Trägt man nun die so erhaltenen Meßwerte nach Bild 7 als Kurve auf, so kann daraus die Spannungsdifferenz ermittelt werden, die bei gegebenem Belastungswiderstand R_a einer Nutzleistung von 50 mW entspricht:

$$U = \sqrt{0{,}05 \cdot R_a}$$

Bei einem Belastungswiderstand $R_a = 4800\ \Omega$ beträgt z. B. die Spannungsdifferenz U = 15,5 V, und der hierfür notwendige Eingangsspannungsbedarf ist dann die

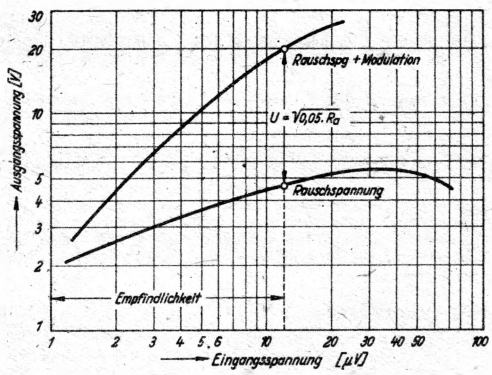


Bild 7. Empfindlichkeitsmessung an KW-Empfängern mit hoher Verstärkung

Empfindlichkeit in µV für eine Meßfrequenz. Diese Messungen in Abständen von 1 MHz durchgeführt, ergeben die gesamte Empfindlichkeitskurve des Empfängers. Natürlich gilt dieses Meßverfahren genau so gut auch für den Mittel- und Langwellenbereich.

Jos. Cassani

Unbekannte Zweikreiserschaltung

Der gewöhnliche Zweikreiser in Normalschaltung ist materialmäßig und bezüglich des Aufbaues verhältnismäßig anspruchsvoll. Sorgfältige Abschirmung, komplizierter Wellenschalter usw. sind unbedingt erforderlich. Versucht man die Spulenabschirmung einzusparen oder wird ein ungeeigneter Wellenschalter verwendet, treten meist Rückkopplungsstörungen auf, die sich nur schwer beseitigen lassen.

Umgestaltung des Zweikreisers

Aus diesen Erfahrungen heraus wurde der folgende Zweikreiser entworfen. Er ist einwandfrei schwingsicher, trotzdem die Schwingungskreise unabgeschirmt unmittelbar nebeneinander sitzen. Die Grundschaltung zeigt Bild 2. Der erste Kreis ist vom Gitter der Hf-Röhre weggenommen. Statt dessen wird ein aperiodischer Eingang verwendet. Die beiden Kreise werden als induktiv gekoppeltes Bandfilter zwischen die

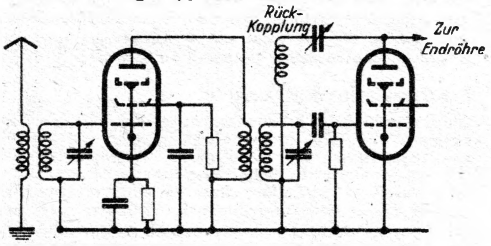


Bild 1. Normalschaltung eines Zweikreis-Gradeausempfängers

erste und zweite Röhre gesetzt. So ergeben sich folgende grundlegende Vorteile:

1. Die Schwingneigung der Hf-Röhre fällt fort, da im Gitterkreis nur ein ohmscher Widerstand liegt.
2. Verstimmung und Dämpfung des ersten Kreises durch die Antenne fallen weg. Er wird nur noch wie beim Zf-Filter im Überlagerungsempfänger durch den hohen inneren Widerstand der Vorröhre belastet. Der erste Kreis kann also punktscharf abgeglichen werden und behält diese Abstimmung auch beim Anschluß verschiedener Antennen.
3. Da die beiden Kreise ohnehin miteinander gekoppelt sind, brauchen die zugehörigen Federsätze des Wellenschalters nicht entkoppelt zu sein. Es können also beliebige Schalterausführungen, z. B. Kipphebelschalter oder Kellogschalter verwendet werden.
4. Abschirmtöpfe für die Spulen sind nicht notwendig. Zur weiteren Verbesserung der Eigenschaften wurde für die zweite Röhre keine Audionschaltung, sondern ein Richtverstärker gewählt. Der Grund hierfür war, daß bei starken Sendern wegen der vorangehenden Hf-Verstärkung das Audion vielfach übersteuert wird und tonfrequente Verzerrungen ergibt. Sie sind selbst für ungeübte Ohren leicht wahrnehmbar, aber die Erbauer finden vielfach nicht die Ursache dafür. Durch die Richtverstärkerschaltung ergeben sich für die Schwingkreisanordnung weitere Vorteile.
5. Der dämpfende Einfluß des Gitterableitwiderstandes auf den Audionkreis fällt fort.
6. Da das Gitter der Detektorröhre unmittelbar über die Spule an Erde liegt, verliert es jede Brummempfindlichkeit, die beim Audion oft unbequeme Abschirmmaßnahmen erfordert und meist gar nicht zu beseitigen ist. Die Gitterzuführung kann aus unabgeschirmtem, gewöhnlichem Schaltdraht sein.

Gesamtschaltung

Bild 3 zeigt die Gesamtschaltung eines derartigen Empfängers in der Standardbestückung mit 3 RV 12 P 2000 in Allstromausführung. Als Spulensätze wurden zwei DKE-Spulen verwendet und nach Bild 4 in 55 mm Abstand parallel zueinander angeordnet. Engerer Abstand ergab bereits eine zweihöckerige Bandfilterkurve, Abgleichschwierigkeiten und einen für den Zweikreiser störenden Trennschärfeverlust. — Besonders günstig scheint hierbei die Bereichumschaltung des DKE- bzw. VE-Spulensatzes zu sein, da die Langwellenspule nicht kurzgeschlossen wird, sondern auch bei Mittelwelle wirksam bleibt. Die Rückkopplungsspule des ersten Kreises wird nicht benutzt. Zum Feinabgleich wurden die Eisenkerne des Antennenkopplers nach Bild 4 auf Gewindespindeln aufgekittet und am Spulenende verstellbar angeordnet. Bei einer zweiten Ausführung wurde nach Bild 5 ein Holzpfropf mit Gewinde versehen und zum Abgleich ein Gewinde-Hochfrequenzeisenkern eingeschraubt. Da DKE-Spulen weite Toleranzen haben und für 360 pF Drehkondensatorkapazität bestimmt sind, müssen für 500 pF-Drehkondensatoren zunächst 15 Windungen von der Mittelwellenwicklung abgewickelt werden. Dann erfolgt im Gerät ein Grobabgleich durch Änderung des Abstandes der beiden Spulenhälften der Mittelwellenspule.

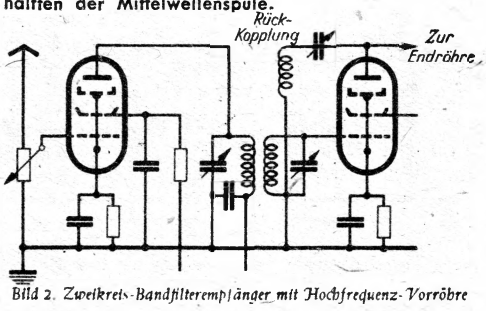


Bild 2. Zweikreis-Bandfilterempfänger mit Hochfrequenz-Vorröhre

Der Langwellenabgleich wurde bei der Frequenz des Senders Luxemburg durch Abwickeln von Windungen der Langwellenspule vorgenommen. Die Resonanzkurve des Langwellenbereiches ist leicht zweihöckerig. Dies wurde in Kauf genommen. Die Spulen müssen jedoch deshalb mit wechselseitiger Bedämpfung der Kreise abgeglichen werden (50 kOhm in Reihe mit 500 pF).

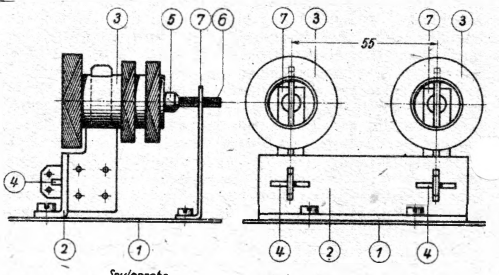


Bild 4. Verwendung von DKE-Spulensätzen für das Bandfilter der Schaltung Bild 3

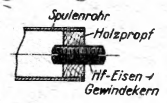


Bild 5. Anordnung eines Gewinde-Abgleichkernes in einer DKE-Spule

nutzter Rückkopplung für 50 mWatt Ausgangsleistung Hochfrequenzeingangsspannungen von 0,1 bis 0,3 mV über beide Bereiche gemessen. Dies entspricht den Werten für normale industriemäßige Zweikreiser.

Für die Trennschärfeeigenschaften sei Folgendes angegeben. Das Gerät wurde in der Nähe des Bodensees benutzt. Hier liegen die Sender Vorarlberg und Beromünster geographisch und frequenzmäßig dicht nebeneinander. Außerdem hat Stuttgart am Empfangsort eine große Feldstärke und ist frequenzmäßig benachbart.

Stuttgart	20 kW	574 kHz	2 Senderkanäle Abstand
Beromünster	100 kW	556 kHz	
Vorarlberg	6 W	519 kHz	4 Senderkanäle Abstand

Trotzdem gelingt es bei angezogener Rückkopplung die Sender einzeln einwandfrei zu empfangen.

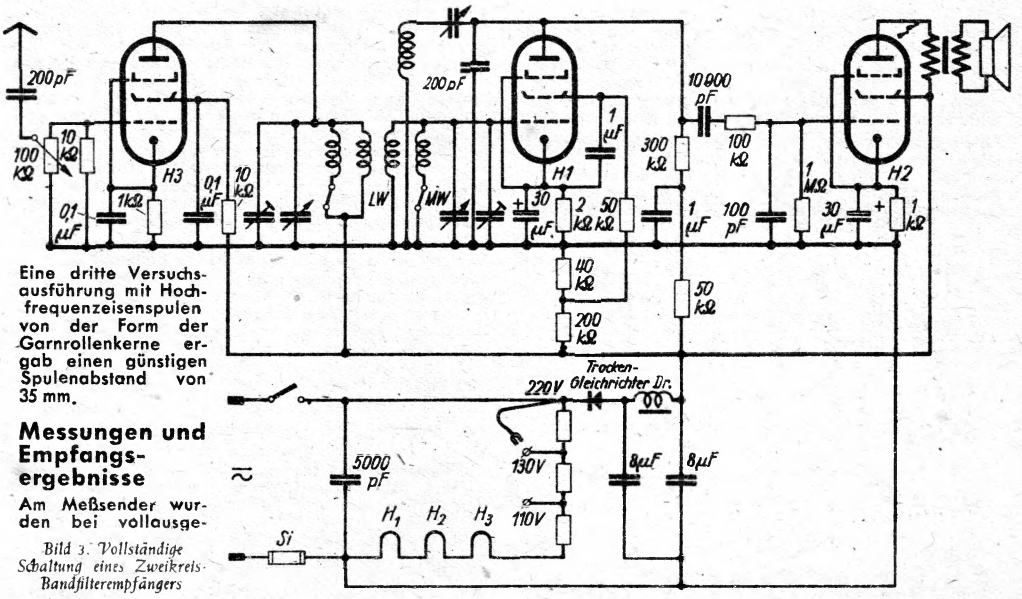
Bei starken Ortssendern muß, wie bei jedem anderen Zweikreiser, ein Ortssendersperrkreis benutzt werden.

Zusammenfassung

Mit dieser Zweikreisschaltung sind wesentlic Schwierigkeiten des normalen Zweikreisers behoben. Der Verfasser ist für Mitteilungen von Nachbauerfahrungen dankbar.*)

Ing. O. Limann

*) Gewerbliche Ausnutzung nur mit Einverständnis des Urhebers.



Eine dritte Versuchsausführung mit Hochfrequenzeisenspulen von der Form der Garnrollenkerne ergab einen günstigen Spulenabstand von 35 mm.

Bild 3. Vollständige Schaltung eines Zweikreis-Bandfilterempfängers

Messungen und Empfangsergebnisse

Am Meßsender wurden bei vollausge-

Erregerwicklungen der VE-Lautsprecher

Sämtliche Wicklungen eines Rundfunkempfängers, die strommäßig belastet werden, sind der Gefahr des Durchbrennens und der Zerstörung ausgesetzt. Neben den Netz- und Ausgangstransformatoren, Drosseln usw. gilt dies auch für die Erregerspulen der Lautsprecher, die meist im gemeinsamen Anodenkreis (fremderregte dynamische Lautsprecher) oder in der Anodenleitung der Endröhre (Freischwinger) liegen. In den weitaus meisten Fällen tritt eine Unterbrechung der Spulen durch Überlastung, d. h. durch unzulässige Erwärmung oder durch irgendeinen anderen Vorgang ein. Defekte Erregerspulen müssen daher mit wenigen Ausnahmen neu gewickelt werden.

Daten der Wicklungen

Da die Volksempfänger (einschl. DKE.) sehr weit verbreitet sind und Wickelarbeiten heute oft mit behelfsmäßigen Mitteln selbst durchgeführt werden müssen, dürfte die folgende Übersicht über die Wicklungen für den Instandsetzer wertvoll sein.

Typ	Windungszahl	Drahtdurchmesser mm Cu L	Widerstand Ohm
VE 301 W	9 300	0,07	2 400
VE 301 Dyn	23 000	0,10	5 000
DKE	8 300	0,07	2 000

Die Verarbeitung dünner Drähte

Aus der Zusammenstellung ist ersichtlich, daß die Wicklungen aus sehr dünnen Drähten bestehen. Es ist einzusehen, daß die Verarbeitung derart dünner Drähte nicht gerade einfach ist. In diesem Zusammenhang soll deshalb kurz darauf hingewiesen werden, welche Schwierigkeiten beim Wickeln dünner Drähte entstehen können und worauf besonders zu achten ist.

Als erstes ist die Forderung zu erwähnen, den Wickelzug nicht zu stark einzustellen, d. h. den Draht beim Wickeln nicht zu straff zu spannen. Wird der Draht nämlich über ein bestimmtes Maß hinaus auf Zug beansprucht, d. h. wird die Streckgrenze überschritten, so dehnt er sich, was eine Durchmesser- bzw. Querschnittsänderung mit sich bringt. Die Folge ist im günstigsten Fall eine Erhöhung des Ohmschen Widerstandes. Die Auswirkung eines zu großen Wickelzuges bei dünnen Drähten ist aber meist derart, daß der Draht reißt, was unbedingt vermieden werden muß. Bruchstellen derart dünner Drähte sind einmal nicht einfach zu löten, zum anderen sind sie Gefahrenquellen für die Lebensdauer der Wicklung.

Gefährliche Lötstellen

Lötstellen bringen immer eine gewisse Steifigkeit mit sich. Da nun die dünnen Drähte der VE-Lautsprecher auf verhältnismäßig kleine Spulenkörper gewickelt werden, passen sich die Lötstellen zum Teil der Form des Spulenkörpers und der Wicklung nicht an; die Wicklung wird ungleichmäßig. Infolge der Härte der Lötung entsteht außerdem eine Druckstelle, die dazu beitragen kann, daß die Lackisolation — um eine solche handelt es sich ausschließlich — der darunter liegenden Windungen beschädigt wird und zu Kurzschlußwindungen führt. Derartige Druckstellen können selbst dann entstehen, wenn die gelöteten Drähte mit Olleinen oder dgl. isoliert werden.

In diesem Zusammenhang sei auf einen Vorgang hingewiesen, der bei dünnen Drähten sehr unangenehme Folgen haben kann. Wird beim Löten kein säurefreies Lötmittel oder wird die meist säurehaltige Lötpaste verwendet, so kann eine chemische Zerstörung der Lackisolation eintreten. Da aber Erregerspulen von Lautsprechern stets von Gleichstrom durchflossen werden, kann durch Elektrolyse, infolge kleinster Säurereste in Verbindung mit irgendwelchen Verunreinigungen, nicht nur der Lack, sondern auch der Draht zerstört werden. Die Folge sind Kurzschlußwindungen und Unterbrechung der Wicklung. Es ist festgestellt worden, daß solche elektrolytischen Erscheinungen schon durch die Handfeuchtigkeit der die Wicklung ausführenden Personen entstehen können. Diese Vorgänge wirken sich natürlich erst nach einer gewissen Zeit aus und sind deshalb auch schwer erkennbar.

Einfluß des Drahtdurchmessers

Obwohl die nach den VDE-Vorschriften zugelassenen Durchmessertoleranzen im allgemeinen eingehalten werden, sind bei dünnen Drähten vielfach Streuungen festzustellen. Es kann also durchaus der Fall sein, daß auf einem gegebenen Spulenkörper die vorgeschriebene Windungszahl schlecht unterzubringen ist. Dies tritt vor allem dann ein, wenn der Draht zu lose gewickelt wird. Man erkennt hieraus wiederum, daß es sehr auf die Einstellung des richtigen Wickelzuges ankommt.

Ähnlich ist es bezüglich des ohmschen Widerstandes. Auch hier sind bei dünnen Drähten verhältnismäßig große Toleranzen zugelassen. Es wird daher nicht immer gelingen, die in obiger Tabelle angegebenen Widerstandswerte genau einzuhalten. Streuungen bis zu 10 % sind durchaus keine Seltenheit.

Diese Hinweise mögen genügen, um zu zeigen, daß Wicklungen aus dünnen Drähten mit besonderer Sorgfalt ausgeführt werden müssen. Das Wickeln von Spulen hat keine so untergeordnete Bedeutung, wie man oft annimmt.

Ingenieur E. Bleicher

NEUE MESSGERÄTE

Neuer Empfängerprüfsender

Der Empfängerprüfsender ist eine Neukonstruktion, die bei kleinstem Aufwand größte Betriebssicherheit anstrebt. Eine kleine Vorserie, die seit einem Jahr bereits in der Praxis läuft, hat die Brauchbarkeit der neuartigen Ausführung bewiesen. Bild 1 zeigt das prinzipielle Schaltbild des Empfängerprüfsenders. Die Schwingröhre 1 (z. B. Typ EBF 11) arbeitet als Triode. Um für die verschiedenen Frequenzbereiche die Ankopplungsspulen für den Verbraucher und die damit verbundenen Umschaltkontakte zu sparen, erfolgt die Abnahme über die ohmschen Widerstände R 1 und R 2 direkt an der Gitterspule Lg. Die niederfrequente Wechselspannung zur Modulation des Prüfsenders wird mit der Röhre 2 einer Pentode erzeugt. Um einen Rückkopplungstransformator zu ersparen, ist die Röhre als sogenannter RC-Generator mit einem 4-gliedrigen Phasenschieber aus Widerständen und Kondensatoren geschaltet. Die niederfrequente Wechselspannung wird an die eine Diode der Schwingröhre 1 gelegt und moduliert die am Widerstand R 2 und Teiler T liegende Hf-Spannung. Der große Vorteil dieser Art der Modulation ist, daß trotz Verwendung nur einer Röhre lediglich die von der Schwingröhre 1 abgegebene Hf-Spannung moduliert wird und der Sender selbst unmoduliert bleibt. Irgendwelche Frequenzbeeinflussungen der Schwingungserzeugung infolge Modulation sind dabei nicht möglich und man erhält reine Amplitudenmodulation. Der Teiler T ist ein ohmscher Spannungsteiler besonderer Bauart. Die Widerstandsbahn eines Massepotentiometers wird entlang ihrem Umfang an einer Seite geerdet. Der Schleifer des Teilers bestreicht dabei wie üblich die Bahn. Es entsteht damit eine Kettenleiter mit unendlich viel Gliedern, in der die

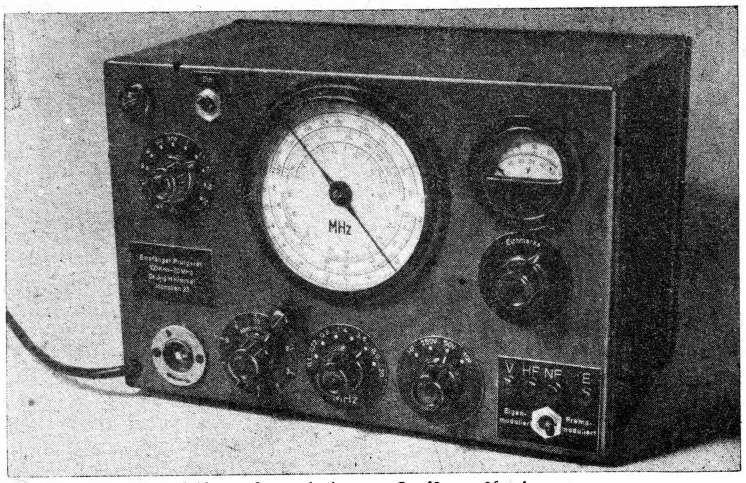


Bild 1. Außenansicht des neuen Empfängerprüfsenders

von R 2 kommende Hf-Spannung je nach Stellung des Schleifers abgeschwächt abgenommen werden kann. Bei entsprechendem Aufbau des Teilers kann die Hf-Spannung ohne weiteres im Verhältnis von 1 : 10^6 abgeschwächt werden, wobei die Skala des Teilers logarithmisch wird (siehe Bild 2).

Die wesentlichen Daten des Prüfsenders sind: 6 Frequenzbereiche von 0,1 ... 20 MHz, Frequenzgenauigkeit größer als 1 %, Eigenmodulation 400 Hz 20 %, Ausgangsspannung 0,5 µV ... 50 mV, stetig regelbar. Bei dem abgebildeten Gerät ist Möglichkeit zur Fremdmodulation vorgesehen, ferner ein eingebautes Diodenvoltmeter für Hoch- und Niederfrequenzspannung und hoch- und niederfrequenter Leistungsausgang (etwa 1 V an 1 KOhm). Das Gerät besitzt Netzanschluß für Wechselstromnetz.

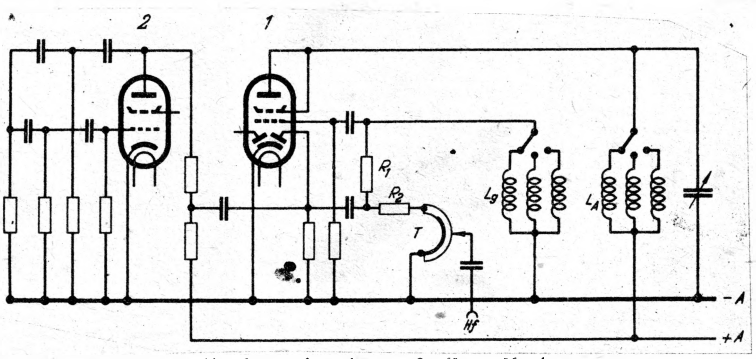


Bild 2. Prinzipschema des neuen Empfängerprüfsenders

Der abgebildete Empfängerprüfsender wird zunächst, da Materialbeschaffungsschwierigkeiten eine Auslieferung in absehbarer Zeit nicht zulassen, unter Weglassung des Dioden-Voltmeters und des Leistungsausganges in vereinfachter Ausführung als reiner Empfängerprüfsender auf den Markt gebracht werden.

Sie funken wieder!

Neue funktechnische Anschriften

Unsere Anschriftenliste kommt vielfachen Wünschen von Industrie und Handel entgegen. Wir bitten alle Firmen, die wieder liefern können, um Mitteilung ihrer jetzigen Anschrift unter kurzer Angabe der gegenwärtigen Erzeugnisse. Die Liste wird laufend ergänzt werden. Die Aufnahme geschieht kostenlos. Einsendungen an die Redaktion des FUNKSCHAU-Verlages Oscar Angerer, (13b) Kempten-Schelldorf, Kotterner Straße 12.

Wir bitten unsere Leser, bei Anfragen zu berücksichtigen, daß die Fabrikation der meisten Firmen erst angelaufen ist und Bestellungen sofort noch nicht ausgeführt werden können. In der Regel ist die Lieferung von mehrmonatigen Lieferfristen abhängig.

ASO-Radio-Elektro-Apparatebau, (14a) Mühlacker/Württenberg
Fabrikation sämtlicher Trafo-Typen sowie deren Reparaturen.

AUMANN, Werkstätten für Feinmechanik und Apparatebau, (21a) Löhne Westfalen, Königstr. 5
Wickelautomaten — Hand- und Lagenwickelmaschinen — Kreuzspulenwickelmaschinen — Kleintransformatoren bis 100 VA — Übertrager — Drosseln — Klingeltransformatoren und Klingeln.

Hans A. W. Nissen, (24a) Hamburg 1, Meßberg 2
Meßbrücken für R- und C-Messungen — Genauigkeit ca. ± 5% — laufend lieferbar — in Vorbereitung (Winterhalbjahr) Meßsender — Lieferung nur in der britischen Zone.

Wer stellt her? Wer liefert?

Funktechnische Rundfragen

Der FUNKSCHAU-Leserdienst bemüht sich, Hersteller- und Lieferanschriften mitzuteilen. Da bei vielen Firmen eine Umstellung der Fabrikation stattgefunden hat, andere Firmen aus zeitbedingten Gründen noch nicht fabrizieren können, bitten wir alle Hersteller und Lieferanten folgender Erzeugnisse um Bekanntgabe ihrer Anschriften. Auch Mitteilungen aus Leserkreisen sind erwünscht.

Diamantlitze 7/8, Spezialwerkzeuge für Rundfunkwerkstätten

Adressenangaben an Redaktion des FUNKSCHAU-Verlages, Abt. Leserdienst, (13b) Kempten-Schelldorf, Kottener Straße 12, erbeten.

Gegentaktzerhacker W Gl 2,4 a

In den Händen vieler Funkpraktiker befinden sich noch Gegentaktzerhacker W Gl 2,4 a, mit denen man vielfach nichts anzufangen weiß, weil die Schaltung des Zerhackers fehlt. Da sich die mit einer Nut aufgedrückte Kappe ohne Beschädigung nicht abziehen läßt, ist es auch nicht möglich, die Schaltung des Zerhackers aufzunehmen.

Der Zerhacker ist für einen zweizelligen Stahlsammler von 2,4 V bestimmt. Zwischen Batterie und Zerhackereingang wird eine kleine Siebkette und im Ausgang ein kleiner Transformator mit entsprechender Nachsiebung erforderlich. Die gesamte Schaltung zeigt Bild 2. Wir sehen daraus, daß die Batteriespannung über die zwei kleinen Drosseln L_1

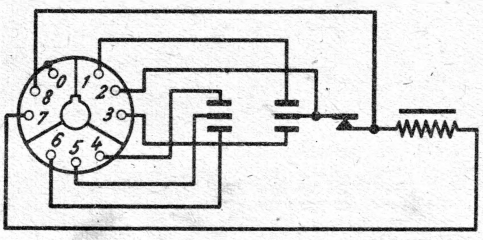


Bild 1. Sockelschaltung des Zerhackers W Gl 2,4 a

(25 Wdg. 1,5 mm ∅, Kern ∅ 10 mm) an die Anschlüsse 2 und 7 des Zerhackers angeschlossen wird. Fließt durch die Zerhackerspule 7—8 Strom, so zieht sie ihren Anker an. Hierbei wird der Kontakt z geöffnet und damit der Stromkreis unterbrochen. Der Anker fällt wieder ab, der Stromkreis wird erneut geschlossen usw. Das Ganze wirkt also in bekannter Weise als Selbstunterbrecher. Zur Funkenlöschung des Kontaktes Z ist ein Elektrolytkondensator zu 50 µF (4 V Arbeitsspannung) vorgesehen. Die Zunge des Unterbrecherkontaktes z schwingt nun mit der eingestellten Frequenz und legt hierbei die Plusspannung von der Kontaktfeder 2 aus abwechselnd über 3 an die obere Seite der Primärwicklung (Anschluß 1) und über 1 an die untere Seite der Primärwicklung (Anschluß 3) des Transformators Tr. Der Plusstrom fließt über den Mittelabgriff 2 der Primärwicklung zum Minuspol der Batterie. Die beiden Hälften der Primärwicklung werden demnach abwechselnd in der entgegengesetzten Richtung vom Plusstrom durchflossen (die beiden Kondensatoren zu 0,4 µF bilden die Funkenlöschung für den Wechselkontakt 1—2—3). Die in der Sekundärwicklung 4—5 von Tr induzierten Wechselspannungen gelangen an die mittlere Kontaktfeder 5, die mit 4 und 6 einen zweiten Wechselkontakt bildet. 5 ist mit 2 gekoppelt und nimmt im gleichen Moment, wenn 2 den Plusstrom der Batterie an 1 der Primärwicklung legt, die positiven Spannungswechsel vom Anschluß 4 der Sekundärseite von Tr ab. Entsteht dagegen an 4 der Sekundärseite ein negativer Spannungswechsel (primärseitig liegt dann Plusbatterie über 2 an Kontaktfeder 3), so wird dieser über Kontaktfedern 5 und 6 an Minus (Ausgang) geschaltet. Die in Reihe liegenden zwei Elektrolytkondensatoren zu 20 µF (Arbeitsspannung 80 V) werden in der sogenannten Spannungsverdopplerschaltung (Delonschaltung) abwechselnd auf- bzw. entladen und es entsteht im Ausgang ein Gleichstrom von der doppelten Sekundärspannung des Transformators. Dieser Gleichstrom wird durch den großen Querkondensator zu 20 µF (160 V Arbeitsspannung) und die kleine Eisendrossel L_2 (ca. 10 H = 4000 Wdg. 0,12 Cul, 300 Ω), die hier im Minuszweig liegt, hinreichend geglättet.

Das ganze Aggregat der Siebglieder mit Transformator ist schwer im Handel zu erhalten. Es läßt sich jedoch auch selbst bauen.

Die Drosseln L_1 sind einfache Zylinderspulen von 10 mm ∅. Für L_2 kann jede kleine Eisendrossel mit etwa den angegebenen Daten benutzt werden (Paketstärke 10 mm; Kern 8×10 mm, Fensterhöhe 6 mm, Fensterbreite 36 mm). Für den Trafo kommen Kernbleche nach DIN D 41 302 (Mantelschnitt M 42) in einer Paketstärke von 25 mm als Eisenkern in Frage (1—2—3 = 44+44 Wdg., 1,0 Cul, 0,08+0,09 Ω; 4—5 = 1500 Wdg, 0,3 Cul, 42 Ω). Blechbreite: 42 mm; Blechhöhe: 42 mm; Stegbreite 12 mm; Fensterbreite 30 mm; Fensterhöhe: 9 mm.

Der Zusammenbau der Einzelteile ist nicht kritisch. Es ist nur darauf zu achten, daß die Funkenlöschkondensatoren möglichst nahe bei den Kontakten des Zerhackers sitzen. Die Fassung des Zerhackers ist auf jeden Fall gut federnd anzuordnen, um eine Geräuschübertragung zu vermeiden. Falls diese Fassung nicht zu erhalten ist, kann sie auch auf eine kleine Hartpapierplatte selbst gebaut werden.

Für den Zerhacker wird zweckmäßig ein besonderer kleiner Stahlsammler vorgesehen. Die Zerhackerspule besitzt 5 Ω Widerstand, nimmt also etwa 0,48 A Strom auf. Wird mit einem 4-V-Bleisammler gearbeitet, dann ist ein Vorschaltwiderstand von 3 Ω vorzusehen.

Soll der Zerhacker mit aus der Empfängerbatterie gespeist werden, dann ist die Batterie durch einen großen Elektrolytkondensator von 4000 µF (2,8 V Arbeitsspannung) zu überbrücken, und in die Zuleitung zum Zerhacker muß eine dickdrähtige Eisendrossel von 0,5—1 Ω geschaltet werden.

Der Zerhacker W Gl 2,4 a eignet sich zur Anodenstromversorgung für Batterieempfänger mit den Röhren RV 2,4 P 700 (MF 6) sowie mit den Endröhren RL 2,4 P 2, RL 2,4 P 3, RL 2,4 T 1 oder RL 2,4 T 4.

H. Sutaner

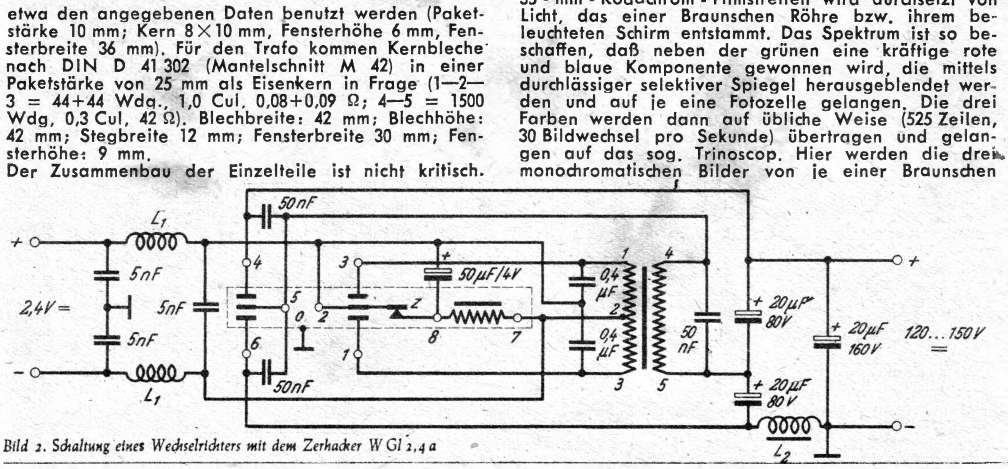


Bild 2. Schaltung eines Wechselrichters mit dem Zerhacker W Gl 2,4 a

Neue Ideen - Neue Formen

Keramischer Superhet

Die vielen Verwendungsmöglichkeiten keramischen Materials zeigt eine Superhetkonstruktion der Firma Hescho, bei der nicht nur wichtige Einzelteile, wie Zweifachdrehkondensator, Spulensatz, Wellenschalter, Zf-Bandfilter, Skala, sondern auch Röhrenfassungen und Chassisplatte Calit verwenden. Drehknöpfe und Antriebsscheibe für den Drehkondensator sind gleichfalls aus Calit hergestellt. Hescho beabsichtigt demnächst in Fortführung der keramischen Einzelteilekonstruktion den Lautsprecherkorb gleichfalls in Calitausführung herauszubringen, um eine zweckmäßige Lösung zur Überwindung des Metallengpasses zu zeigen.

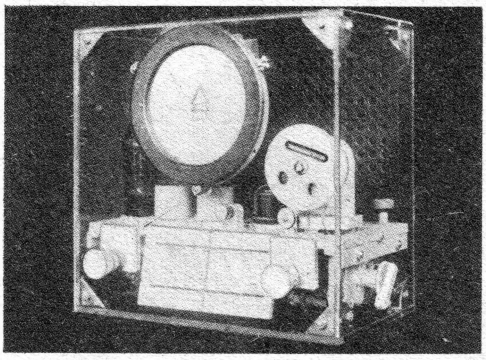


Bild 1. Ansicht des vollkeramischen Superhet von Hescho

FACHPRESSESCHAU

Farbfilm-Fernsehen

(Science News Letter, Juni 1947)

Um farbige Bilder zu übertragen, wurden mehrere Systeme in USA. seit einigen Jahren entwickelt und ausgebaut. Ein relativ einfaches Verfahren zur drahtlosen Übermittlung von Farbfilmen wurde von der RCA. eingeführt, das sog. Trinoscop. Der übliche 35-mm-Kodachrom-Filmstreifen wird durchsetzt von Licht, das einer Braunschen Röhre bzw. ihrem beleuchteten Schirm entstammt. Das Spektrum ist so beschaffen, daß neben der grünen eine kräftige rote und blaue Komponente gewonnen wird, die mittels durchlässiger selektiver Spiegel herausgeblendet werden und auf je eine Fotozelle gelangen. Die drei Farben werden dann auf übliche Weise (525 Zeilen, 30 Bildwechsel pro Sekunde) übertragen und gelangen auf das sog. Trinoscop. Hier werden die drei monochromatischen Bilder von je einer Braunschen Röhre auf einem Schirm von 40×50 cm zur Deckung gebracht. Diese Projektion soll sehr gute, helle und

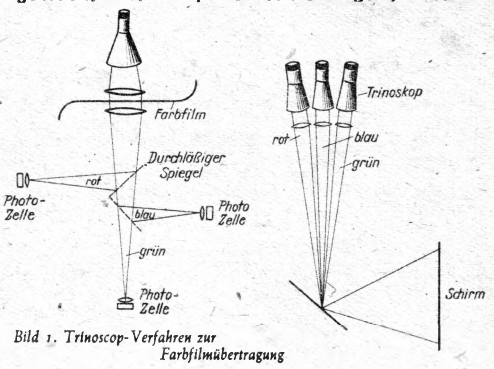


Bild 1. Trinoscop-Verfahren zur Farbfilmübertragung

völlig farbflimmerfreie Bilder ergeben. Über die Trennung der drei Komponenten auf der Senderseite werden keine näheren Einzelheiten gegeben.

W. Gruhle

Der FUNKSCHAU-Verlag teilt mit:

Unberechtigter Nachdruck und Überpreise der FUNKSCHAU-Veröffentlichungen

Wir haben schon in Heft 1/46 unsere Leser davon unterrichtet, daß mehrere FUNKSCHAU-Veröffentlichungen nachgeahmt oder unberechtigterweise nachgedruckt bzw. fotokopiert und gewerbsmäßig vertrieben werden. In einigen Fällen sahen wir uns genötigt, auf Unterlassung und Schadenersatz zu klagen.

Uns sind jetzt neue Fälle bekanntgeworden, wobei es sich wiederum um eindeutige Verletzungen des Urheberrechts und Diebstahls unseres und unserer Autoren geistigen Eigentums handelt. Wir werden von jetzt ab jeden unberechtigten Nachdruck bzw. unberechtigtes Fotokopieren von FUNKSCHAU-Veröffentlichungen und jeden gewerblichen Verkauf solcher Nachdrucke oder Fotokopien gerichtlich verfolgen lassen. Wir warnen ausdrücklich davor, Nachdrucke, Fotokopien oder Lichtpausen unserer Tabellen und FUNKSCHAU-Aufsätze oder Nachdrucke unserer Broschüren und Kartenwerke zu kaufen oder zu verkaufen. Eine solche Handlung ist rechtswidrig und wird von uns verfolgt. Wir erwarten von jedem Fachgeschäft, das in Zukunft mit unseren FUNKSCHAU-Veröffentlichungen beliefert werden will, daß es uns die inzwischen vertriebenen unberechtigten Nachdrucke oder Fotokopien und ihre Lieferanten meldet, damit wir sie für die unseren Autoren entgangenen Honorare in Anspruch nehmen können. Das gleiche erwarten wir von denen, die einen solchen Nachdruck selbst vorgenommen oder veranlaßt haben. Nach Ablauf einer angemessenen Frist werden wir gegen alle Firmen und Personen, die nicht im angedeuteten Sinne eine Bereinigung der Angelegenheit herbeiführten, Klage erheben.

Wir danken bei dieser Gelegenheit allen Freunden der FUNKSCHAU, die uns auf die vielfältigen Mißbräuche unserer Verlagsrechte aufmerksam machten und bitten alle unsere Leser, uns in Zukunft in gleicher Weise zu unterstützen.

Außerdem haben wir festgestellt, daß unsere Tabellen und Broschüren verschiedentlich zu Überpreisen teilweise um das Zehnfache des vom Verlag festgesetzten Ladenpreises verkauft werden. Obwohl die Verkaufspreise auf den Tabellen aufgedruckt sind, werden die Verkaufspreise jeweils in der FUNKSCHAU veröffentlicht. Bitte melden Sie uns jeden Fall der Preisüberschreitung, damit wir dagegen vorgehen können. Zuschriften wollen Sie bitte richten an den

FUNKSCHAU-Verlag Oscar Angerer, Stuttgart

Achtung! FUNKSCHAU-Bezieher

Wir machen unsere Abonnenten darauf aufmerksam, daß das Bezugsgeld ab Januar 1948 durch die Post vierteljährlich erhoben wird. Erstmalig wird der Abonnementsbetrag Mitte Dezember 1947 für das 1. Quartal (Januar mit März 1948) eingezogen. Von einer direkten Überweisung der Bezugsgebühren an den Verlag bitten wir deshalb in Zukunft Abstand zu nehmen. Neubestellungen können von der Post nicht entgegengenommen werden.

Aus zeitbedingten Schwierigkeiten erscheint dieses Heft mit verringertem Umfang.

Das bereits angekündigte FUNKSCHAU-Bauheft M 1 wird im Laufe des Monats Dezember ausgeliefert werden.

Mitarbeiter dieses Heftes:

Erwin Bleicher, geb. 15. 2. 1911, Feuerbach, Josef Cassani, geb. 28. 7. 1912, Sterzing; Wolf Gruhle, geb. 23. 7. 1924, Heidelberg; Fritz Kunze, geb. 12. 10. 1895, Berlin; Otto Limann, geb. 19. 2. 1910, Berlin; Albert Schairer, geb. 13. 9. 1912, Pfullingen; Hans Sutaner, geb. 21. 4. 1891, Leipzig.

Chefredakteur: Werner W. Diefenbach, (13b) Kempten-Schelldorf (Allgäu), Kotterner-Str. 12, Fernsprecher 20 25; für den Anzeigenteil: Paul Walde, München 22, Zweibrückenstraße 8 / Verlag: FUNKSCHAU-Verlag Oscar Angerer, (14a) Stuttgart-S., Mörikestr. 15, Fernspr. 7 63 29; Geschäftsstellen des Verlages: (13b) München 22, Zweibrückenstr. 8, und (1) Berlin-Südende, Langestr. 5 Druck: G. Franz'sche Buchdruckerei G. Emil Mayer, München 2, Luisenstraße 17, Fernsprecher 36 01 33 / Veröffentlicht unter der Zulassungsnummer US-W-1094 der Nachrichtenkontrolle der Militärregierung / Erscheint monatlich / Auflage 20 000 / Zur Zeit nur direkt vom Verlag zu beziehen. Vierteljahrsbezugspreis RM. 2.40 zuzüglich Versandspesen / Einzelpreis 80 Rpf. Lieferungsmöglichkeit vorbehalten / Anzeigenpreis nach Preisliste 2 / Nachdruck sämtlicher Aufsätze und Bilder — auch auszugsweise — nur mit ausdrücklicher Genehmigung des Verlages gestattet.

Mit freundlicher Genehmigung der WK-Verlagsgruppe für bastel-radio.de